

E 2040

REFERALVA

R

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • NR. 1 • MARTIE 1982

ELECTROTEHNICA ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 1 martie 1982

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.372.061 : 621.311.161

CIP STANDARD
PLAN DE INTERCONEXIUNI

Popescu, C. ș. a. : **Tipizarea circuitelor liniare prin sistemul MONOCIP.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mart 1982, p. 2

Lucrarea prezintă metoda de tipizare a proiectării și integrării circuitelor liniare prin schemă electrică la comandă prin sistemul MONOCIP și rezultatele experimentale obținute în asimilarea sistemului.

CZ 621.3.012.8

CIRCUITE INTEGRATE MONOLITICE
DISTRIBUȚII STAȚIONARE DE TEMPERATURĂ

Bodea, M. ș. a. : **Determinarea analitică a distribuțiilor staționare de temperatură în circuitele integrate monolitice.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mar 1982, p. 8

În lucrare se prezintă soluțiile analitice care se obțin pentru distribuțiile staționare de temperatură în circuitele integrate monolitice. Modelele termice utilizate se caracterizează prin aceea că presupun medii liniare și că impun pe fața inferioară a structurii fie o temperatură constantă (modele de tip A), fie un flux de căldură proporțional cu temperatura punctului curent de pe fața inferioară (modele de tip B). Se face o comparație între modelele de tip A și B punându-se în evidență caracteristicile specifice. Modelele de tip B constituie o contribuție originală.

CZ 621.375 : 621.396.645

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE
PROIECTARE DUPĂ MODEL
AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

Marinescu, N. ș. a. : **Fidelitatea față de model : proiectare ușoară dar riscantă.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mar 1982, p. 13

În lucrare se demonstrează că o atitudine critică și curajoasă în etapa proiectării după model deschide o cale sigură pentru elaborarea proiectelor originale.

CZ 621.391.8

SISTEME MULTIMICROPROCESOR
MEMORIE DUBLUPORT

Niculescu, M., Statovici, M., Voicu, G. : **Memorie cuasi-statică dubluport pentru sisteme multimicroprocesor.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mar 1982, p. 19

Pentru creșterea eficienței sistemelor multimicroprocesor a fost implementată o memorie dubluport de $4k \times 8$ cu memorii dinamice de tip 4027. Schema de control asigură o îmbunătățire întrețesută cu cererile de apel și folosește o serie de tehnici avansate care permit exploatarea vitezei maxime de lucru a ambelor microprocesoare ale unui sistem de testare a tranzistoarelor MOS. Ele „simt” practic o memorie statică cu avantajele memoriilor dinamice. Rata de transmisie este de circa patru ori mai mare decât în cazul unor scheme clasice. Memoria poate fi împărțită dinamic între cele două microprocesoare, în timpul lucrului, funcție de solicitări.

CZ 621.314.7 : 621.316

TRANZISTOR MOS
DESCĂRCARE ELECTROSTATICĂ
CIRCUIT DE PROTECȚIE

Veron, A., Cioacă, D. : **Modelarea regimului tranzitoriu pentru protecția pe poartă în circuitele MOS.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mar 1982, p. 22

Este prezentat un model nou pentru circuitele de protecție, care descrie funcționarea cu prag a acestora alăturate în varianta cu constante concentrate, cit mai ales în cea cu constante distribuite. Folosind aproximații justificate din punct de vedere fizic, ecuațiile liniilor sunt rezolvate analitic. Comparația între diferitele tipuri de protecție și studiul influenței parametrilor geometrici asupra fiecăruia oferă posibilitatea unor concluzii de proiectare și organizare.

CZ 621.384.4 : 535.247

FOTOREZIST POZITIV
EXPUNERE ÎN ULTRAVIOLET
RĂSPUNS OPTIC

Pavelescu, I. : **Procedeu pentru evaluarea răspunsului optic la expunerea în ultraviolet a fotorezistivilor pozitivi.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mar 1982, p. 26

În lucrarea de față se propune un experiment simplificat de caracterizare a fotorezistivilor pozitivi în condiții de expunere policromatică care se bazează pe capabilitatea cunoscută a fotorezistivilor pozitivi de expunere multiplă.

CZ 621.793

METALIZARE CU ALUMINIU
BARIERĂ
STRESS ELECTRIC ȘI TERMIC

Dan, P. Al. ș. a. : **Modificări ale structurii și proprietăților contactelor Al/Si prin tratament termic și funcționare la curenți și temperaturi mari.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mar 1982, p. 31

În lucrare se pun în evidență diferențe importante privind structura și comportarea electrică a structurilor Al/Si-n realizate prin două metode de depunere. Se arată, de asemenea, modificările suferite de aceste structuri în urma stressului electric și termic.

CZ 535.7

SENZOR OPTIC
MĂSURAREA STRUCTURILOR

Silard, A. ș. a. : **Structură de fotoelement realizată prin implantare ionică.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mar 1982, p. 37

Lucrarea prezintă structura și tehnologia de realizare prin implantare ionică a unui senzor optic. Sunt prezentate, de asemenea, rezultatele măsurărilor efectuate asupra structurilor obținute, care evidențiază principalele caracteristici ale dispozitivului : caracteristică spectrală relativă apropiată de domeniul vizibil (maximum la 700 nm, banda 500 nm) și performanțe în regim de celulă fotovoltaică ce permit atingerea unei eficiențe de conversie de 10—15%.

CZ 621.318.73

FILTRU ACTIV HIBRID
REȚELE RC REJECTOARE PASIVE

Georgescu, M., Popescu, B., Pavel, V. : **Filtru activ hibrid cu rejecție de bandă realizat pe bază de rețea RC peliculară cu constante distribuite.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mar 1982, p. 41

Se prezintă un nou tip de filtru activ hibrid cu rejecție de bandă, realizat cu o structură RC cu constante distribuite constând din straturi subțiri succesive de $Al/Al_2O_3-SiO_2/NiCr$.

CZ 621.867.2

INVERSIJA COLECTORULUI
PLAGA PURPURIE

Drăgan, M. ș. a. : **Mecanisme de defectare la tranzistoarele bipolare.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 1, mar 1982, p. 45

S-a studiat fiabilitatea tranzistoarelor PNP de mică putere și a tranzistoarelor NPN de medie putere și curent mare. Măsurători complete ale parametrilor electrice au fost corelate cu analiza microfitică a structurilor prin metoda microscopiei electronice, a balciașului laser He-Ne și a interferometriei holografice. S-au pus în evidență mecanisme de defectare specifice fiecărei clase de dispozitive. Lucrarea propune soluții de îmbunătățire a fiabilității tranzistoarelor bipolare cu siliciu.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.372.061 : 621.311.161

СТАНДАРТНЫЙ ЧИП (КРИСТАЛЛИК) ПЛОСКОСТЬ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ

Попеску, Г. и др. Типизация линейных цепей путём системы МОНОЧИП.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 2

В работе представляется метод типизации проектирования и интегрирования линейных цепей через электрическую схему управляемую системой МОНОЧИП и экспериментальные результаты, полученные при освоении системы.

УДК 621.3.012.8

МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СТАЦИОНАРНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

Бодя, М. и др.: Аналитическое определение стационарных распределений температуры в монолитных интегральных схемах.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 8

В работе представляются аналитические решения, получаемые для стационарных распределений температуры в монолитных интегральных схемах. Используемые термические модели характеризуются тем, что предполагают средние линейные значения и требуют на нижней стороне структуры или постоянной температуры (модели типа А) или теплового потока, пропорционального температуре актуальной точки на нижней стороне (модели типа В). Проводится сравнение между моделями типа А и В и выявляются специфические характеристики. Модели типа В являются оригинальным вкладом.

УДК 621.375 : 621.396.645

ЛИНЕЙНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПО МОДЕЛИ ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Маринеску, Н. и др.: Верность модели: проектирование легкое, но рискованное.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 13

В работе демонстрируется, что критический и смелый подход в процессе проектирования по модели несомненно открывает путь к разработке оригинальных проектов.

УДК 621.391.8

МУЛЬТИМИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ ПАМЯТЬ „DUBLU PORT“ (С ДВОЙНЫМ ВХОДОМ- ВЫХОДОМ)

Никулеску, М., Статович, М., Войку, Г.: Квазистатическая память „DUBLU PORT“ для мультимикропроцессорных систем.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 19

Для повышения эффективности мультимикропроцессорных систем была введена память «dublu port» 4к × 8 с динамическими памятьми типа 4027. Контрольная схема обеспечивает восстановление, перемежающееся с заявками вызова и использует передовую технику, позволяющую эксплуатацию максимальной рабочей скорости обоих микропроцессоров одной и той же системы тестирования транзисторов МОП. Они чувствуют практически статическую память с преимуществами динамических памяти. Норма передачи приблизительно в четыре раза больше чем в случае классических схем.

Память может быть динамично разделена между этими двумя микропроцессорами в процессе работы, в зависимости от потребности.

УДК 621.314.7 : 621.316

ТРАНЗИСТОР МОП ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЙ РАЗРЯД ЦЕПЬ ЗАЩИТЫ

Верон, А., Чжоакэ, Д.: Моделирование переходного режима для защиты на входе цепей МОП.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 22

Представляется новая модель цепей защиты и описывается их пороговое функционирование, как в случае сосредоточенных постоянных, а также в случае распределенных постоянных. Используя обоснованные с физической точки зрения приближения, аналитически решаются уравнения линий. Сравнения различных типов защиты и изучение влияния их геометрических параметров дает возможность сделать соответствующие выводы в отношении проектирования и организации.

УДК 621.384.4 : 535.247

ПОЗИТИВНЫЙ ФОТОРЕЗИСТ ЭКСПОНИРОВАНИЕ В УЛЬТРАФИОЛЕТОВОМ ОПТИЧЕСКИЙ ОТВЕТ

Павелеску, И.: Процесс оценки оптического ответа при экспонировании в ультрафиолетовом позитивных фоторезистов.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 26

В данной работе предлагается упрощенный эксперимент для характеристики позитивных фоторезистов в условиях полихроматического экспонирования, основанного на способности позитивных фоторезистов к многократному экспонированию.

УДК 621.793

МЕТАЛЛИЗАЦИЯ АЛЛЮМИНИЕМ БАРЬЕР ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ И ТЕРМИЧЕСКИЙ СТРЕСС

Дан, П. Ал. и др.: Измерение структур и характеристик свойств при термической обработке и функционировании при больших токах и высокой температуре.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 31

В работе выявляются значительные различия в структуре и электрическом поведении структур Al/Si, осуществленных двумя различными методами нанесения. Также демонстрируются изменения, которым подвергаются данные структуры вследствие электрического и термического стресса.

УДК 535.7

ОПТИЧЕСКИЙ СЕНЗОР ИЗМЕРЕНИЕ СТРУКТУР

Силард, А. и др.: Структура фотоэлемента, осуществленная при введении ионов.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 37

В работе представлена структура оптического сенсора и технология его осуществления посредством введения ионов. Также представлены результаты измерений, проведенных в отношении полученных структур, выявляющие основные характеристики устройства: относительную спектральную характеристику, приближенную к видимой области (максимально в 700 nm, полоса 500 nm) и качественные показатели в режиме фотovoltaического элемента позволяющие достижения эффективности преобразования в 10–15%.

УДК 621.318.73

АКТИВНЫЙ ГИБРИДНЫЙ ФИЛЬТР ПАССИВНЫЕ ЗАГРАЖДАЮЩИЕ КОНТУРЫ РС

Джеорджееску, М., Попеску, Г., Павел, В.: Активный гибридный заграждающий фильтр, осуществленный на основе пленочных РС контуров с распределенными постоянными.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 41

Представляется новый тип активного гибридного заграждающего фильтра, осуществленного на основе структуры РС распределенными постоянными, представляющей собой тонкие чередующиеся слои $Al/Al_2O_3-SiO/NiCr$.

УДК 621.867.2

КОЛЛЕКТОРНАЯ ИНВЕРСИЯ ПУРПУРНАЯ ПЛАСТИНА

Дрэган, М. и др.: Механизм дефектов у биполярных транзисторов.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, № 1, март 1982, стр. 45

Рассматривается надежность транзисторов PNP малой мощности и транзисторов NPN средней мощности большого тока. Комплексные измерения электрических параметров были скорелированы с микрофизическим анализом структур методом электронной микроскопии, с помощью развертки лазера He—Ne и галографической интерферометрии. Были выявлены механизмы дефектов, специфичные каждому классу приборов. Работа представляет решение по повышению надежности кремниевых биполярных транзисторов.

INHALT

DK 621.372.061 : 621.311.161

STANDARD CHIP ZUSAMMENSCHALTUNGSEBENE

Popescu, C. u. a.: Vereinheitlichung der linearen Schaltungen durch das MONOCIP-System.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 2

Die Arbeit stellt eine Methode zur Vereinheitlichung der Projektierung und der Integrierung linearer Schaltungen durch einen Stromkreis bei Steuerung und durch das MONOCIP-System und die bei der System-Assimilation erzielten experimentellen Ergebnisse vor.

DK 621.3.012.8

MONOLITHISCHE INTEGRIERTE SCHALTUNGEN STATIONÄRE TEMPERATURVERTEILUNG

Bodea, M. u. a. Analytische Bestimmung der stationären Temperaturverteilung in monolithischen integrierten Schaltungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 8

In der Arbeit werden die analytischen Lösungen, die für die stationäre Temperaturverteilung in monolithischen integrierten Schaltungen erzielt werden, vorgestellt. Die verwendeten thermischen Modelle sind dadurch gekennzeichnet, dass sie lineare Mittel voraussetzen und dass sie auf der Innenseite der Struktur entweder eine konstante Temperatur (Modelle Typ A) oder einen zu der Temperatur des laufenden, auf der Unterseite liegenden Punktes (Modelle Typ B) proportionalen Wärmefluss festlegen, vorgestellt. Die Modelle Typ A und Typ B werden verglichen, wobei die spezifischen Eigenschaften hervorgehoben werden. Die Modelle Typ B stellen einen originellen Beitrag dar.

DK 621.375 : 621.396.645

LINEARE INTEGRIERTE SCHALTUNGEN PROJEKTIERUNG NACH MODELLVORLAGE OPERATIONSVERSTÄRKER

Marinescu, N. u. a.: Modell-Wiedergabetreue: Leichte aber riskante Projektierung.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 13

In der Arbeit wird die Tatsache bewiesen, dass eine kritische und mutige Entstellung während der Projektionsetappe nach einer Modellvorlage einen neuen Weg zur Ausarbeitung origineller Entwürfe erschliesst.

DK 621.391.8

MULTIMIKROPROZESSOREN-SYSTEME DOPPELTRÄGER-SPEICHER

Niculescu, M., Statovici, M., Voicu, G.: Quasistatischer Doppelträger-Speicher für Multimikroprozessoren-Systeme.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 19

Zur Wirksamkeitserhöhung der Multimikroprozessoren-Systeme wurde ein Doppelträger-Speicher von $4 K \times 8$ mit dynamischen Speichern Typ 4027 implementiert. Die Steuerschaltung gewährleistet eine mit Zugriffsforderungen verbundene Erfrischung verwerdet eine Reihe von fortgeschrittenen Techniken, die die Nutzung der maximalen Arbeitsgeschwindigkeit beider Mikroprozessoren eines Testsystems für MOS-Transistoren ermöglichen. Sie „fühlen“ praktisch einen statischen Speicher mit den Vorteilen dynamischen Speicher. Die Übertragungsrate ist ungefähr viermal grösser als die der herkömmlichen Schaltungen. Der Speicher kann während des Betriebs in Abhängigkeit von der Beanspruchung dynamisch zwischen den beiden Mikroprozessoren aufgeteilt werden.

DK 621.314.7 : 621.316

MOS-TRANSISTOR ELEKTROSTATISCHE ENTLADUNG SCHUTZSCHALTUNG

Veron, A., Cioacă, D.: Übergangsbetriebs modellierung zum Torschutz in MOS-Schaltungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 22

Es wird ein neues Modell für Schutzschaltungen vorgestellt, das den Schwellbetrieb dieser Schaltungen sowohl in der Variante mit konzentrierten Konstanten aber besonders in der Variante mit verteilten Konstanten beschreibt. Die Leitungsgleichungen werden analytisch gelöst, indem vom physikalischen Standpunkt aus rechtfertigte Annäherungen verwendet werden. Der Vergleich verschiedener Schutzarten und die Untersuchung des Einflusses geometrische Parameter auf jede Schutzart bietet die Möglichkeit, einige Schlussfolgerungen hinsichtlich des Entwurfs und der Organisation zu ziehen.

DK 621.384.4 : 535.247

POSITIVER KOPIERLACK ULTRAVIOLET-BELICHTUNG OPTISCHE ANWORT

Pavelescu, I.: Verfahren zur Auswertung der optischen Antwort bei der Ultraviolet-Belichtung der positiven Kopierlacke.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 26

In der vorliegenden Arbeit wird ein vereinfachtes Experiment zur Kennzeichnung der positiven Kopierlacke unter den Bedingungen einer polychromen Belichtung vorgestellt das sich auf die bekannte Fähigkeit der vielfachen Belichtung der positiven Kopierlacke stützt.

DK 621.793

ALUMINIUMMETALLISIERUNG SCHRANKE ELEKTRISCHE UND THERMISCHE BELASTUNG

Dan, P. Al. u. a.: Aufbau — und Eigenschaftsveränderungen der Al/Si Strukturen durch Wärmebehandlung und Betrieb bei hohen Strömen und Temperaturen.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 31

In der Arbeit werden wichtige Unterschiede hinsichtlich des Aufbaus und des elektrischen Verhaltens der durch zwei Beschichtungsmethoden erzielten Al/Si-n-Strukturen hervorgehoben. Ebenfalls werden die durch elektrische und thermische Belastung an den Strukturen hervorgerufenen Veränderungen dargestellt.

DK 537.7

OPTISCHER FÜHLER STRUKTURMESSUNGEN

Silard, A. u. a.: Durch Ionenimplantation erzielte Photozellenstruktur.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 37

Die Arbeit stellt die Struktur und die Technologie zur Herstellung eines optischen Fühlers durch Ionenimplantation vor. Es werden ebenfalls die Ergebnisse der an den erzielten Strukturen durchgeführten Messungen die die wichtigsten Charakteristiken der Vorrichtung hervorheben vorgestellt: die relative spektrale Charakteristik, die sich dem sichtbaren Bereich (maximum bei 700 nm, 500 nm — Band) nähert und die Leistungen im Betrieb einer photovoltaischen Zelle, die das Erhalten einer Umsetzungswirksamkeit von 10–15 % ermöglichen.

DK 621.318.73

AKTIVES HYBRIDES FILTER RC-NETZE MIT PASSIVER UNTERDRÜCKUNG

Georgescu, M., Popescu, B., Pavel, V.: Aktives hybrides auf der Basis von einem RC-Filmnetz mit verteilten Konstanten entwickeltes Filter.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 41

Es wird ein neuer aktiver, hybrider Filtertyp mit Bandunterdrückung, der mittels einer RC-Struktur mit verteilten Konstanten, die aus diennen, aufeinanderfolgenden Al/Al_2O_3 — $SiO/NiCr$ - Schichten besteht, entwickelt wurde, vorgestellt.

DK 621.867.2

KOLLEKTORUMKEHRUNG P'IRPUNE PLAGE

Dugă, M. u. a.: Störungsmechanismen bei bipolaren Transistoren.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, März 1982, S. 45

Es wurde die Zuverlässigkeit der Niederleistungs-PNP-Transistoren und der Mittelleistungs-Hochstrom NPN — Transistoren untersucht. Vollständige Messungen der elektrischen parameter wurden mit der mikrofotischen Strukturanalyse mittels der Methode der Elektronenmikroskopie, der He-Ne-Laser-Abtastung und der holographischen Interferometrie in Wechselbeziehung gestellt. Es wurden die für jede Vorrichtungsklasse spezifischen Störungsmechanismen hervorgehoben. Die Arbeit schlägt Lösungen zur Verbesserung der Zuverlässigkeit von bipolaren Siliziumtransistoren vor.

CONTENTS

DC 621.372.061 : 621.311.161

STANDARD CHIP INTERCONNECTION PLAN

Popescu, C. a. o.: Linear circuits standardization by the MONOCIP system.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 2

The paper presents the standardization method of the linear circuits desing and integration through an electrical control circuit by the MONOCIP system, as well as the experimental results obtained in the system assimilation.

DC 621.3.012.8

MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS STATIONARY TEMPERATURE DISTRIBUTIONS

Bodea, M. a. o.: Analytical determination of the stationary temperature distributions in monolithic integrated circuits.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 8

The paper describes the analytical solutions obtained for the stationary temperature distributions in monolithic integrated circuits. The thermal models used are characterized by the fact that they imply linear media and that they apply on the lower side of the structure either a constant temperature (type A models), or a heat flow, proportional to the current point temperature on the lower side (type B models). A comparison is made between the type A and B models, the specific features being pointed out. The type B models represent an original contribution.

DC 621.375 : 621.396.645

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS MODEL-BASED DESIGN OPERATIONAL AMPLIFIER

Marinescu, N. a. o.: Following closely a model: an easy but risky desing method.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 13

The authors show that a critical and courageous attitude in the desing work according to a model opens up a reliable path for drawing up original designs.

DC 621.391.8

MULTIMICROPROCESSOR SYSTEMS DUAL-PORT MEMORY

Niculescu, M., Statovici, M., Voicu, G.: Dual-port quasi-static memory for multimicroprocessor systems.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 19

In order to increase the efficiency of the multimicroprocessor systems a $4k \times 8$ dual-port memory has been implemented with 4027 type dynamic memories. The control circuit enables the memory updating simultaneously with the address inquiries, and uses several advanced techniques which allow the utilization of the maximum operating speed of both microprocessors in a MOS transistors testing system. As a matter of fact, they are a static memory having the advantages offered by the dynamic memories. The transmission rate is about four times higher than in case of some classical circuits. During its operation, the memory can be divided between the two microprocessors; function of the requirements.

DC 621.314.7 : 621.316

MOS TRANSISTOR ELECTROSTATIC DISCHARGE PROTECTION CIRCUIT

Veron, A., Cioacă, D.: Modelling the transient state for the gate protection in MOS circuits.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 22

A new model for the protection, circuits is presented, which describes their threshold operation, both in their concentrated constants version, and particularly, in their distributed constants one. Using approximations justified from a physical point of view, the line equations are solved analytically. The comparison between the different types of protection and the study of the geometrical parameters influence upon each of them offer the possibility to draw certain conclusions relative to the design and organization.

DC 621.384.4 : 535.247

POSITIVE PHOTORESIST UV EXPOSURE OPTICAL RESPONSE

Pavelescu, I.: A technique for evaluating the optical response of the positive photoresists when exposed to UV radiation.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 26

The present paper proposes a simplified experiment of characterizing positive photoresists when exposed to polychromatic radiations based on the wellknown positive photoresists capabilities of multiple exposure.

DC 621.793

ALUMINIUM METALIZATION BARRIER ELECTRICAL AND THERMAL STRESS

Dan, P. Al. a. o.: Changes of Al/Si structures and properties caused by thermal treatments and high currents and temperatures operation.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 31

The paper points out important difference regarding the structure and electrical behaviour of Al/Si-n structures obtained by two deposition methods. The changes which occur with these structures because of the electrical and thermal stress, are also described.

DC 537.7
SENSOR
STRUCTURES MEASUREMENT

Silard, A. a. o. : **Photoelement structure obtained by ionic implantation.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 37

The paper presents the structure and the technique used for obtaining it by ionic implantation of an optical sensor. The results obtained after measuring the structures are also given. They point out the main features of the device: relative spectral characteristic close to the visible range (maximum at 700 nm, band 500 nm), and a performance as a photovoltaic cell which allows a conversion efficiently of 10–15% to be reached.

DC 621.318.73
HYBRID ACTIVE FILTER
PASSIVE REJECTING RC NETWORKS

Georgescu, M., Popescu, B., Pavel, V. : **Band rejecting hybrid active filter based on distributed constants film RC network.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 41

A new type of band rejecting hybrid active filter, is described, based on a RC structure with distributed constants, made of successive thin layers of $Al/Al_2O_3 - SiO/NiCr$.

DC 622.867.2
COLLECTOR INVERSION
PURPLE PLAGUE

Drăgan, M. a. o. : **Bipolar transistors failure mechanisms.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mar 1982, p. 45

The low power PNP transistors and mean power and high current NPN transistors reliability is studied. Complete measurements of the electric parameters have been correlated with the microphytic analysis of the structures by electron microscopy, He-Ne laser scanning, and holographic interferometry. Failure mechanisms specific to each class of devices have been pointed out. The paper suggests solutions for improving the reliability of silicon bipolar transistors.

SOMMAIRE

CD 621.372.061 : 621.311.161

CIP STANDARDISÉ
PLAN D'INTERCONNEXION

Popescu, C. et al. : **Typification des circuits linéaires par le système MONOCIP.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 2

L'ouvrage présente la méthode de typification de la conception et de l'intégration des circuits linéaires à l'aide d'un schéma électrique sur la commande, par le système MONOCIP et les résultats expérimentales qu'on a obtenus dans les tentatives d'assimiler le système.

CD 621.3.012.8
CIRCUITS INTÉGRÉS MONOLITHIQUES
DISTRIBUTIONS STATIONNAIRES DE LA TEMPERATURE

Bodea, M. et al. : **La détermination par la méthode analytique des distributions stationnaires de la température dans les circuits intégrés monolithiques.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 8

L'ouvrage présente les solutions analytiques qu'on obtient dans le cas des distributions stationnaires de la température dans les circuits intégrés monolithiques. Les modèles thermiques qu'on a utilisés se caractérisent par le fait qu'ils prennent en considération des moyennes linéaires et imposent l'existence, sur la face inférieure de la structure, d'une température constante, (les modèles du type A) soit celle d'un flux de chaleur proportionnel à la température du point courant se trouvent sur la face inférieure (les modèles du type B). On compare les modèles de type A et B en mettant en évidence les particularités spécifiques. Les modèles de type B représentent une contribution originale.

CD 621.375 : 621.396.645

CIRCUITS INTÉGRÉS LINÉAIRES
CONCEPTION CONFORME AU MODÈLE
AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Marinescu, N. et al. : **La fidélité au modèle : conception facile mais qui comporte des risques.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 13

L'ouvrage prouve qu'une critique courageuse manifestée au moment de la conception conforme au modèle ouvre une voie sûre à l'élaboration de projets originaux.

CD 621.391.8
SYSTÈMES À MULTI MICRO-PROCESSEUR
MEMOIRE DOUBLE-PORTE

Niculescu, M., Statovici, M., Voicu, G. : **Mémoire quasi-statique double-porte pour des systèmes à multi micro-processeur.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 19

Pour augmenter l'efficacité des systèmes à multi micro-processeur on a introduit une mémoire double-porte de $4k \times 8$ à mémoires dynamiques du type 4027. Le schéma de contrôle assure le renouvellement adapté aux demandes d'appel en utilisant toute une série de techniques avancées qui rendent possible l'exploitation du maximum de vitesse de travail des deux microprocesseurs d'un système de vérification des transistors MOS. Au fond les microprocesseurs „sentent” une mémoire statique ayant les avantages des mémoires dynamiques. Le taux de transmission est d'environ quatre fois plus grand que dans le cas des schémas classiques. La mémoire peut être partagée dynamiquement entre les deux microprocesseurs pendant le fonctionnement selon les nécessités.

CD 621.314.7 : 621.316
TRANSISTOR MOS
DÉCHARGE ÉLECTROSTATIQUE
CIRCUIT DE PROTECTION

Veron, A., Cioacă, D. : **Simulation du régime du transistor pour la protection de la porte des circuits MOS.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 22

On présente un nouveau modèle de circuit de protection et on montre son fonctionnement à seuil lorsqu'il s'agit de la variante à constantes concentrées mais surtout de la variante à distribution des constantes. Employant des approximations justifiables du point de vue physique, les équations des lignes ont des solutions analytiques. On fait une comparaison entre les différents types de protection et on étudie les influences des paramètres géométriques qui nous permettent de tirer des conclusions sur la conception et l'organisation.

CD 621.384.4 : 535.247
PHOTORÉSIST POSITIF
EXPOSITION AUX RADIATIONS ULTRAVIOLETES
RÉPONSE OPTIQUE

Pavelescu, I. : **Procédé d'évaluation de la réponse optique à l'exposition aux radiations ultraviolettes des photorésist positifs.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 26

Cet ouvrage propose une variante expérimentale simplifiée pour la caractérisation des photorésist positifs dans les conditions d'une exposition aux radiations polychromatiques qui s'appuie sur la capacité connue de photorésist positifs qui résistent aux expositions multiples.

CD 621.793
MÉTALLISATION À L'ALUMINIUM
BARRIÈRE
STRESS ÉLECTRIQUE ET THERMIQUE

Dan, P. Al. et al. : **Modifications des structure et des propriétés des caractères de Al/Si par traitement thermique et le fonctionnement en courants intenses et aux températures élevées.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 31

L'ouvrage met en évidence les différences notables qui concernent la structure et le comportement électrique des structures de Al/Si-n qui sont réalisées par deux méthodes de dépôt. On met aussi en évidence les modifications de ces structures à cause du stress électrique et thermique.

CD 537.7

DETECTEUR OPTIQUE LA MESURE DES STRUCTURES

Silard, A. et al.: Structure de l'élément photo-électrique réalisée par implant ionique.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 37

L'ouvrage présente la structure et la technologie de réalisation par implant ionique d'un détecteur optique. On présente aussi les résultats des mesures réalisés avec les structures obtenues qui mettent en évidence les caractéristiques déterminantes du dispositif: la caractéristique spectrale est à peu près égale au domaine visible (pour le maximum 700 nm dans la bande de 500 nm) et des performances en régime de cellule photovoltaïque qui rend possible la réalisation d'une efficacité de conversion de 10–15%.

CD 621.318.73

FILTRE ACTIF HYBRIDE RÉSEAUX RC PASSIVES À RÉJECTION

Georgescu, M., Popescu, B., Pavel, V.: Filtre actif hybride à réjection de bande ayant comme élément principal la réseau RC pelliculaire à distribution des constants.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 41

On présente un nouveau type de filtre actif hybride à réjection de bande réalisé à partir d'une structure RC à distribution des constantes, formé de pellicules minces successives en Al/Al₂O₃ — SiO₂/NiCr.

CD 621.867.2

INVERSION DU COLLECTEUR PLAIE POURPRÉE

Drăgan, M. et al.: Mécanismes de défaut des transistors bipolaires.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, Nr. 1, mars 1982, p. 45

On a étudié la fiabilité des transistors NPN à moyenne puissance et courant intense. Les mesures complètes des paramètres électriques ont été corrélées à l'analyse micro-lithique des structures par la microscopie électronique, le balayage laser He-Ne et l'interferométrie holographique. On a mis en évidence les mécanismes de défaut qui sont caractéristiques pour chaque classe de dispositifs. L'ouvrage propose des solutions qui visent le perfectionnement de la fiabilité des transistors bipolaires au silicium.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp.
al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI;
acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU; prof. dr. doc.
st. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing.
V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂ-
TUNEANU; ing. V. CECCEONICĂ; prof. dr. doc. st. tehn.
ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof.
dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA;
prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. st. tehn. ing.
G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂ-
ZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr.
doc. st. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICO-
LAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad.
prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU;
dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr.
ing. FLORIN TEODOR TÂNAȘESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 1

Conferința anuală de semiconductoare a ICCE, ediția a 4-a (1981)

Conferința anuală de semiconductoare a ICCE — ediția a 4-a (1981) s-a desfășurat la Predeal, între 8 și 10 octombrie 1981. Trecând peste unele greutăți de organizare, o dificultate simțită de organizatori a fost participarea redusă față de ediția precedentă — 125 lucrări transmise comparativ cu 216 anul trecut, situație explicată de Comitetul de organizare prin intrarea CAS/ICCE în regimul permanent de prezentare a unor lucrări elaborate în timpul dintre două ediții (și nu a lucrărilor acumulate de-a lungul anilor, când nu a existat un cadru *anual* de prezentare).

Mentținând linia riguroasă a edițiilor precedente, s-au reținut în programul Conferinței numai 67 lucrări, grupate în două secțiuni de dispozitive și cite o secțiune de analiză și modelare, microunde, tehnologie, microprocesoare (aplicații), testare și aplicații. Secțiunea de circuite integrate nu s-a mai putut organiza, cei mai mulți din cercetătorii de circuite integrate de la ICCE fiind ocupați în ultimul timp cu activitățile de pregătire a investiției MICROELECTRONICA. Rezultate importante în acest domeniu sint raportate în secțiunea de testare, însă cele care se referă la tehnologiile de procesare ale circuitelor integrate MOS/LSI mai au nevoie de timp și, mai ales, de materiale pentru încercări și perfecționări, ca să fie aduse la „nivel CAS”. De asemenea, lucrarea asupra sistemului MONOCIP de tipizare a circuitelor integrate liniare, prezentată ca lucrare invitată în secțiunea de aplicații, a întrunit aprecierile unanime ale participanților.

Centrul de greutate al comunicărilor a continuat să fie, totuși, determinat de dispozitivele discrete, cu rafinamente de modelare, procesare și caracterizare și cu tot mai multe lucrări competitive la nivel internațional.

Numărul de față al revistei selecționează 10 din lucrările prezentate la Conferință, alese pe baza criteriului combinat al consistenței comunicărilor și al formei de prezentare a manuscriselor pentru publicare la data asamblării materialului (decembrie 1981). Alte lucrări, din care unele de valoare tehnică deosebită, vor fi inserate în numerele viitoare ale revistei, pe măsura primirii lor la redacție, în forma revizuită pentru publicare.

Un element de noutate al acestei ediții a Conferinței anuale de semiconductoare a ICCE a fost premiarea, la deschiderea lucrărilor, a 11 lucrări prezentate la CAS/ICCE — 1981, cărora participanții la secțiunile Conferinței le-au acordat punctajele cumulate maxime la criteriile originalității, interesului tehnic și calității prezentării (v. lista de la sfârșitul revistei). Felicitându-i pe cercetătorii premiați, Comitetul de organizare al Conferinței le urează succese similare în continuare.

Ediția viitoare a Conferinței anuale de semiconductoare, CAS/ICCE-1982, va avea loc la Timișu de Sus, între 7 și 9 octombrie 1982, sub organizarea Comitetului inginerilor și tehnicienilor din ICCE.

Dr. ing. C. Bulucea

Președintele comitetului de organizare al CAS/ICCE-1981

CZ 621.372.061 : 621.311.161.

CIP STANDARD
PLAN DE INTERCONEXIUNI

Tipizarea circuitelor liniare prin sistemul MONOCIP

CONSTANTIN POPESCU, ȘTEFAN BARBU, DAN ȘERBĂNEȘCU, OTILIA NEAGOE* — BUCUREȘTI

Introducere

Reducerea dimensiunilor, creșterea fiabilității, îmbunătățirea performanțelor electrice sînt avantaje cu rol determinant în evoluția ascendentă a circuitelor integrate. Costul ridicat ($1 \div 2$ mil. lei/circuit integrat) și durata relativ lungă (1 — 2 ani) a cercetării au orientat integrarea spre funcții cu grad mare de versatilitate, care să asigure un volum de desfășurare minim, de ordinul sutelor de mii de bucăți. Proiectanții de echipamente electronice au la dispoziție un arsenal de circuite integrate care furnizează funcții standard (amplificatoare operaționale, stabilizatoare, comparatoare, multiplicatoare, porți logice). Funcțiile standard se combină pentru realizarea unei funcții specializate pe aplicație. Integrarea funcției specializate este rentabilă dacă necesarul de dispozitive depășește o valoare limită minimă. Micșorarea acestei limite impune reducerea cheltuielilor de cercetare.

Tipizarea proceselor tehnologice și a proiectării introdusă din 1972 de H. Camenzind la firma Interdesign SUA, metodă cunoscută sub numele MONOCIP, realizează acest deziderat. Integrarea la comandă prin sistemul MONOCIP, comparativ cu asimilarea unui circuit standard produs de firme străine reduce cheltuielile de cercetare la 15—20 %, iar durata de cercetare la 25—30 %. Necesarul minim de circuite care asigură rentabilitatea integrării scade la valori de ordinul miilor de bucăți.

Aplicat inițial pentru integrarea de circuite liniare pe tehnologie bipolară, conceptul MONOCIP s-a extins pentru circuite logice (MSI, LSI) sub numele de „rețele logice necomise”, pe tehnologii de tip N-MOS, C-MOS, I^2L , Analog- I^2L , CDI etc. Sistemul MONOCIP a

fost preluat de firme ca : EXAR (SUA), SINTRA (Franța), FERRANTI (Anglia) etc., contribuind la realizarea a mii de tipuri de circuite integrate [4, 5, 6].

Evoluind pe linia unor preocupări mai vechi**, CCSITS — București a adoptat în cursul acestui an sistemul MONOCIP pentru proiectarea și producția de circuite integrate liniare cu schemă electrică la comandă. Sistemul permite combinarea pe un singur cip a 2—4 circuite integrate standard sau integrarea unor funcții inedite. În acest fel se constituie o nouă sursă de circuite integrate, o posibilă cale de reducere a importurilor pentru întreprinderile producătoare de echipamente electronice.

1. Descrierea sistemului MONOCIP

Procesul de fabricație a structurilor de circuite integrate se poate considera secționat în două faze: implementarea componentelor și realizarea conexiunilor dintre ele.

Sistemul MONOCIP se bazează pe ideea integrării diferitelor configurații de circuit pe un cip unic, numit cip standard, prin schimbarea conexiunilor dintre componente. Geometria și amplasarea componentelor pe cip standard s-au proiectat într-o manieră care facilitează interconectarea într-o multitudine de variante. Independent de configurația viitorului circuit, componentele se implementează folosind același proces tehnologic. Tipizarea procesului tehnologic permite procesarea plachetelor pînă la definirea interconexiunilor metalice și stocarea lor într-o „bancă”, utilizându-se apoi după necesități.

* Centrul de cercet. șt. și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — Băneasa, București.

** În anul 1976 la CCSITS — București s-au omologat primele circuite integrate cu schemă electrică la comandă (ROB 01, ROB 058).

Totodată, se obține o creștere a randamentului pe plachetă și, prin caracterizarea electrică a componentelor integrate la nivel de detaliu, se furnizează o bază informațională unică pentru toate proiectele ce se vor executa.

Măștile de implementare a componentelor fiind specifice cipului standard, pentru un nou circuit se proiectează numai masca de interconexiuni (cablajul). Planul de interconexiuni se desenează la scara 250 : 1, pe harta cipului standard cu amplasarea componentelor. În funcție de complexitatea circuitului și de procentul de utilizare a componentelor integrate pe cipul standard (60—90%), timpul necesar proiectării planului de interconexiuni variază între 5 ÷ 100 h [6].

Schema electrică a circuitului se verifică prin modelare cu matrici de componente, identice cu cele integrate pe cipul standard, în diverse condiții de funcționare.

Proiectarea unui circuit integrat în sistemul MONOCIP nu necesită cunoștințe de fizica semiconductorilor. Beneficiarul poate executa singur o serie de faze (tabelul 1) folosind un

Tabelul 1

Nr. crt.	Fază	Execuție	
		beneficiar	CCS/ITS
1	Proiectare schemă electrică	*	—
2	Realizare model cu matrici MONOCIP	*	—
3	Verificare model	*	—
4	Proiectare plan interconexiuni	*	—
5	Verificare plan interconexiuni	—	*
6	Execuție mască interconexiuni	—	*
7	Definire interconexiuni pe cipuri	—	*
8	Testare/sortare pe plachetă	—	*
9	Incapsulare	—	*
10	Testare finală	—	*
11	Verificare 50 bucăți prototip în condițiile specifice aplicației	*	—
12	Omologare prototip, producție de serie	—	*

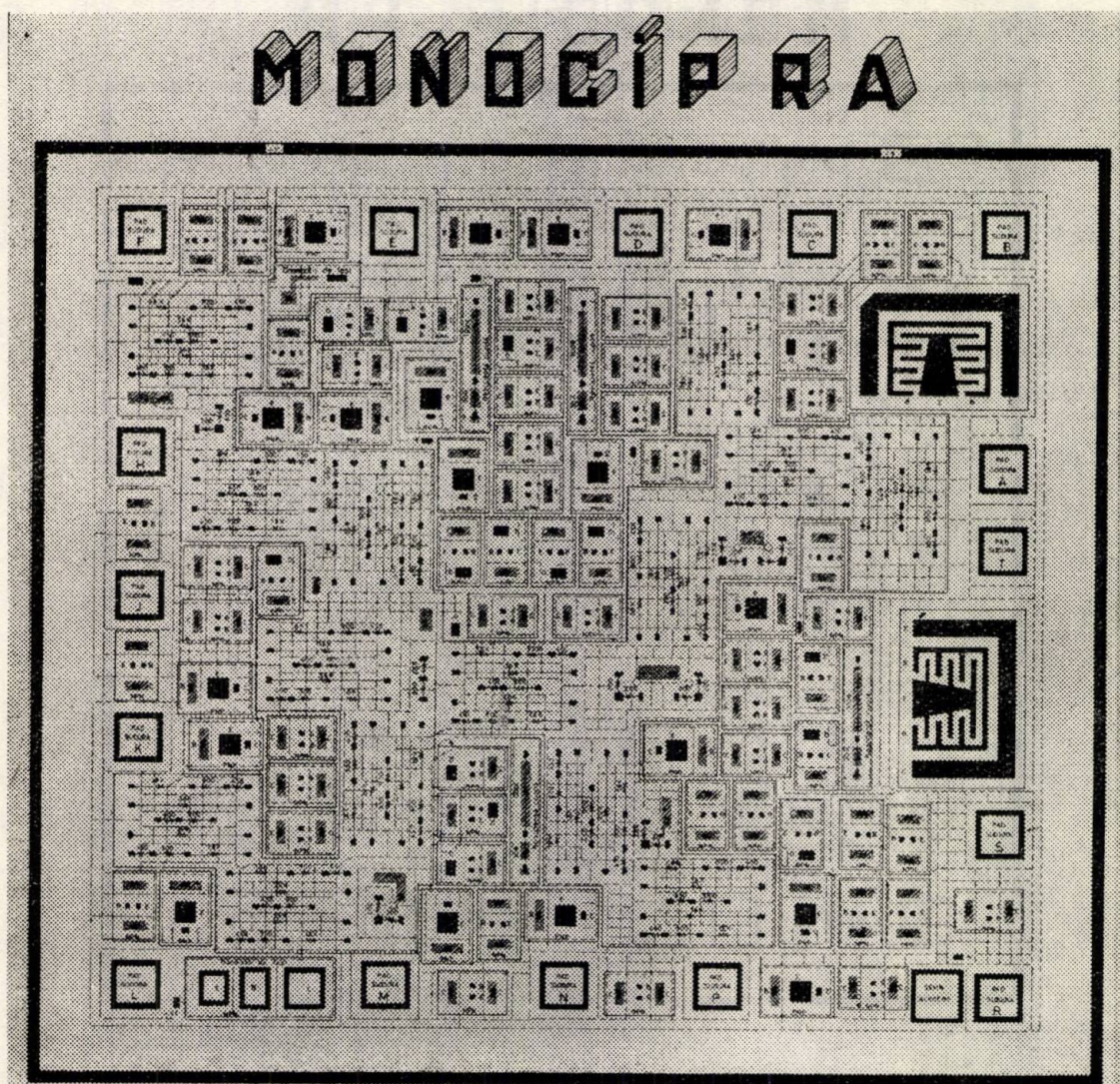


Fig. 1. Hartă cip standard RA : ...traseu virtual.

„SET DE PROIECTARE MONOCIP”, care conține:

- set de hărți pentru cipurile standard;
- set de matrici cu componente pentru modelare;
- carte tehnică.

Avantajele aduse de utilizarea unui cip standard se concretizează în reducerea drastică a duratei de cercetare. În cel mult 8 săptămâni de la predarea proiectului pentru planul de interconexiuni, beneficiarul primește 50 bucăți prototip din noul circuit integrat.

2. Rezultate experimentale

Integrarea schemelor electrice de complexitate diferită, prin sistemul MONOCIP, pe un singur cip standard de arie mare poate conduce la utilizarea unui procent redus din componentele cipului standard. Acest impediment se

depășește prin proiectarea mai multor cipuri standard de mărimi diferite, realizabile pe procesul tehnologic tipizat.

La CCSITS-București s-au executat cinci cipuri standard pe următoarele procese tehnologice tipizate:

- proces tehnologic bipolar care asigură tensiuni de străpungere colector-emitor (BV_{CEO}) de minimum 20 V — cipurile standard *RA*, *RB*, *RC*;

- proces tehnologic bipolar care asigură tensiuni de străpungere colector-emitor (BV_{CEO}) de minimum 36 V — cipul standard *RD*;

- proces tehnologic *p-MOS* — bipolar care asigură pentru componentele integrate bipolare caracteristici electrice specifice procesului de 20 V — cip standard *RE*.

Pe cipurile standard s-au integrat tranzistoare NPN de curent mic, tranzistoare NPN de curent mare, tranzistoare PNP laterale cu

MONOCIP RB

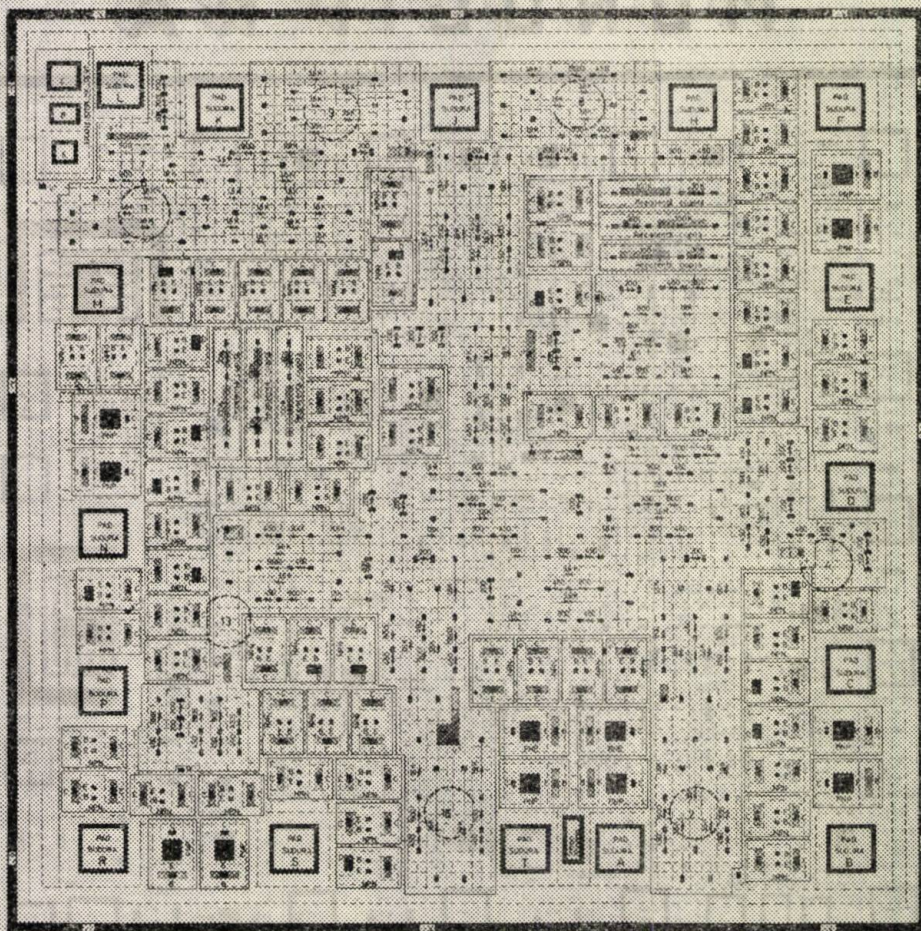


Fig. 2. Hartă cip standard *RB*: ... traseu virtual; pad de sudură auxiliar.

unul sau doi colectori, tranzistoare MOS cu canal p , diode Schottky, rezistoare difuzate (200 ohm, 450 ohm, 900 ohm, 1,8 kohm, 3,6 kohm), rezistoare ciupite (30 kohm, 60 kohm) în diverse combinații. Componenta și caracteristicile cipurilor standard se prezintă în tabelul 2.

circuit de alarmă, sistem audio). Realizate la nivel de model experimental pe plachetă aceste circuite se pot valorifica pe viitor, în funcție de solicitările beneficiarilor. Randamentele pe plachetă obținute sînt comparabile cu cele ale circuitelor integrate din producția curentă a CCSITS.

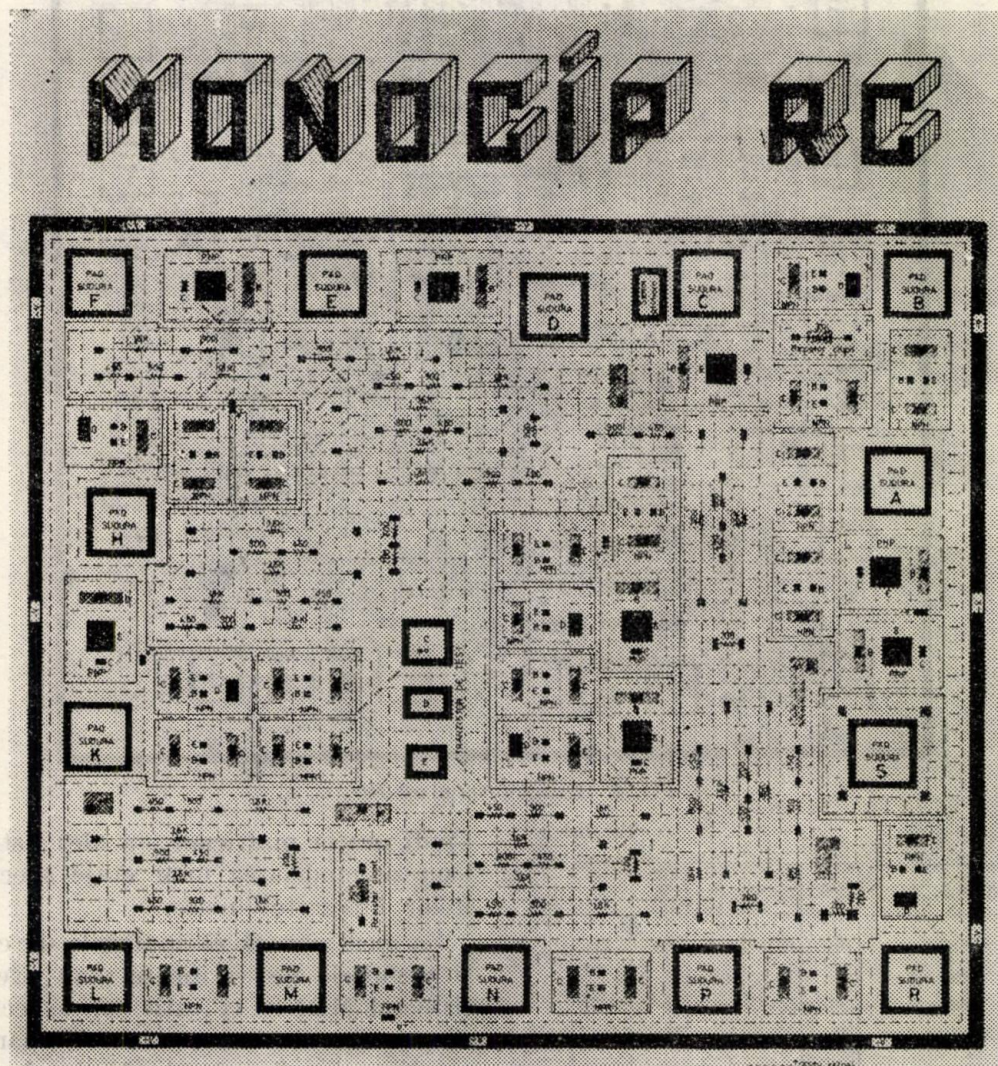


Fig. 3. Hartă cip standard RC : ...traseu virtual.

Pentru proiectarea planului de interconexiuni s-au realizat hărți la scara 250 : 1 (foto. 1 ÷ 5). Precizia hărților permite tăierea manuală, după model, a măștii pe rubylith fără a mai fi necesare operațiile de digitalizare.

La cel puțin 85% din componentele fiecărui cip standard s-a verificat funcționarea, prin integrarea unor circuite cu grad ridicat de complexitate (amplificator operațional, formator de sinusoidă, multiplicator liniar-logaritmic,

Pentru modelarea schemelor electrice s-au realizat 18 tipuri de matrici de componente integrate :

- ROB 80XX — 6 tipuri obținute pe procesul de 36 V ;
- ROB 81XX — 12 tipuri obținute pe procesul de 20 V.

Setul de modelare conține 65 matrici de componente și permite modelarea oricărei scheme electrice integrabilă pe cele 5 cipuri standard.

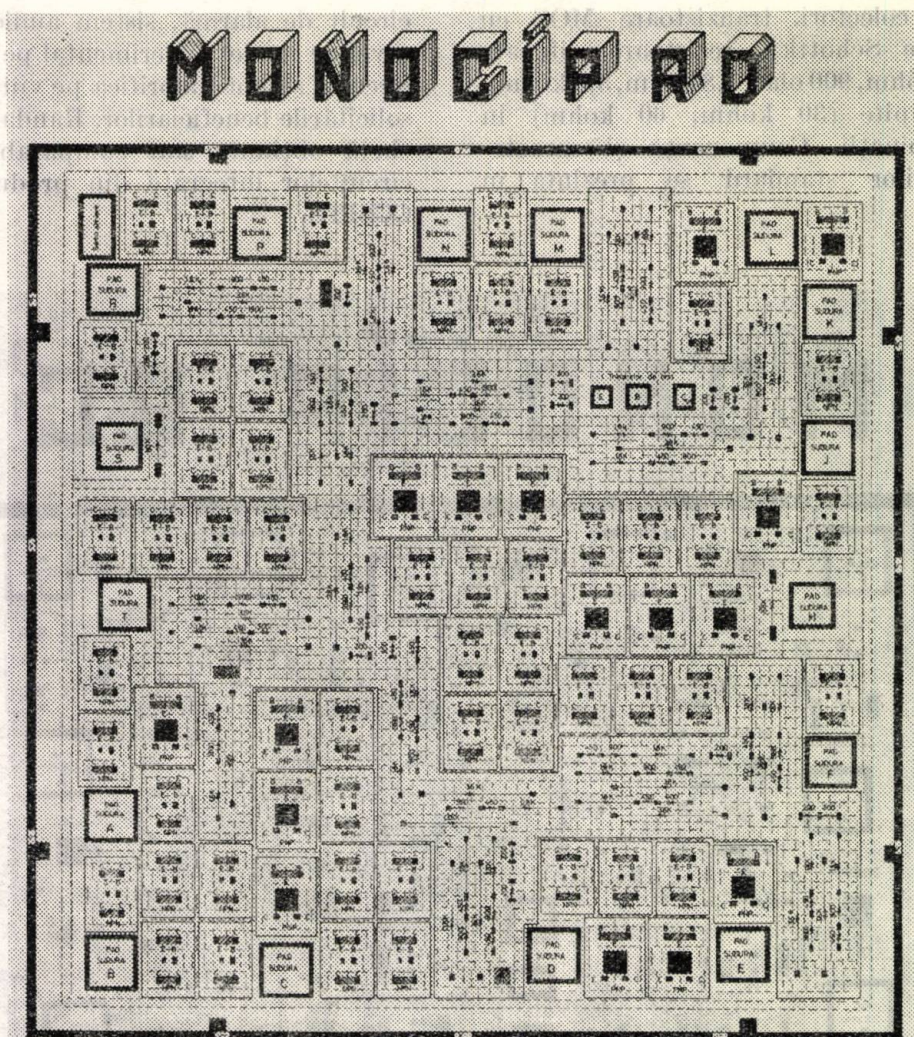


Fig. 4. Hartă cip standard RD.

Tabelul 2

CIP STANDARD	RA	RB	RC	RD	RF
Număr de componente	260	300	111	209	470
Număr max. de terminale	16	24	14	16	24
Dimensiuni cip mm ²	23x20	22x22	15x14	22x22	31x25
Tensiune max. de alimentare	20	20	20	36	20
Tranzistoare NPN de curent mic	58	69	23	50	93
Tranzistoare NPN de curent mare	2	—	—	—	4
Tranzistoare PNP	18	12	8	16	32
Tranzistoare MOS(canal p)	—	—	—	—	10
Diode Schottky	15	16	6	—	—
Rezistențe					
200 Ω	16	27	9	15	18
450 Ω	43	44	18	29	88
900 Ω	43	45	20	28	68
18 kΩ	29	39	13	29	61
36 kΩ	28	36	12	24	61
Rezistențe de					
30 kΩ	4	6	2	—	9
Valori mari					
60 kΩ	—	—	—	2	—
100 kΩ	4	6	—	—	—

Configurația matricilor s-a ales astfel încât să ușureze modelarea unor etaje specifice circuitelor integrate liniare.

Se menționează că matricile de componente și circuitele de verificare s-au executat prin sistemul MONOCIP, atât sub aspectul realizării măștilor de interconexiuni separat de cele specifice cipurilor standard, cât și al utilizării de plachete din bancă.

Caracterizarea componentelor din punct de vedere electric la nivel de detaliu s-a efectuat cu ajutorul matricilor. În tabelul 3 se prezintă rezultatele obținute pentru parametrii electrice principali ai componentelor.

În dorința de a veni în sprijinul viitorilor utilizatori ai sistemului MONOCIP s-a realizat o carte tehnică care cuprinde:

- date de catalog în detaliu pentru componentele integrate;
- scheme electrice integrabile comentate, pentru blocuri de circuit;

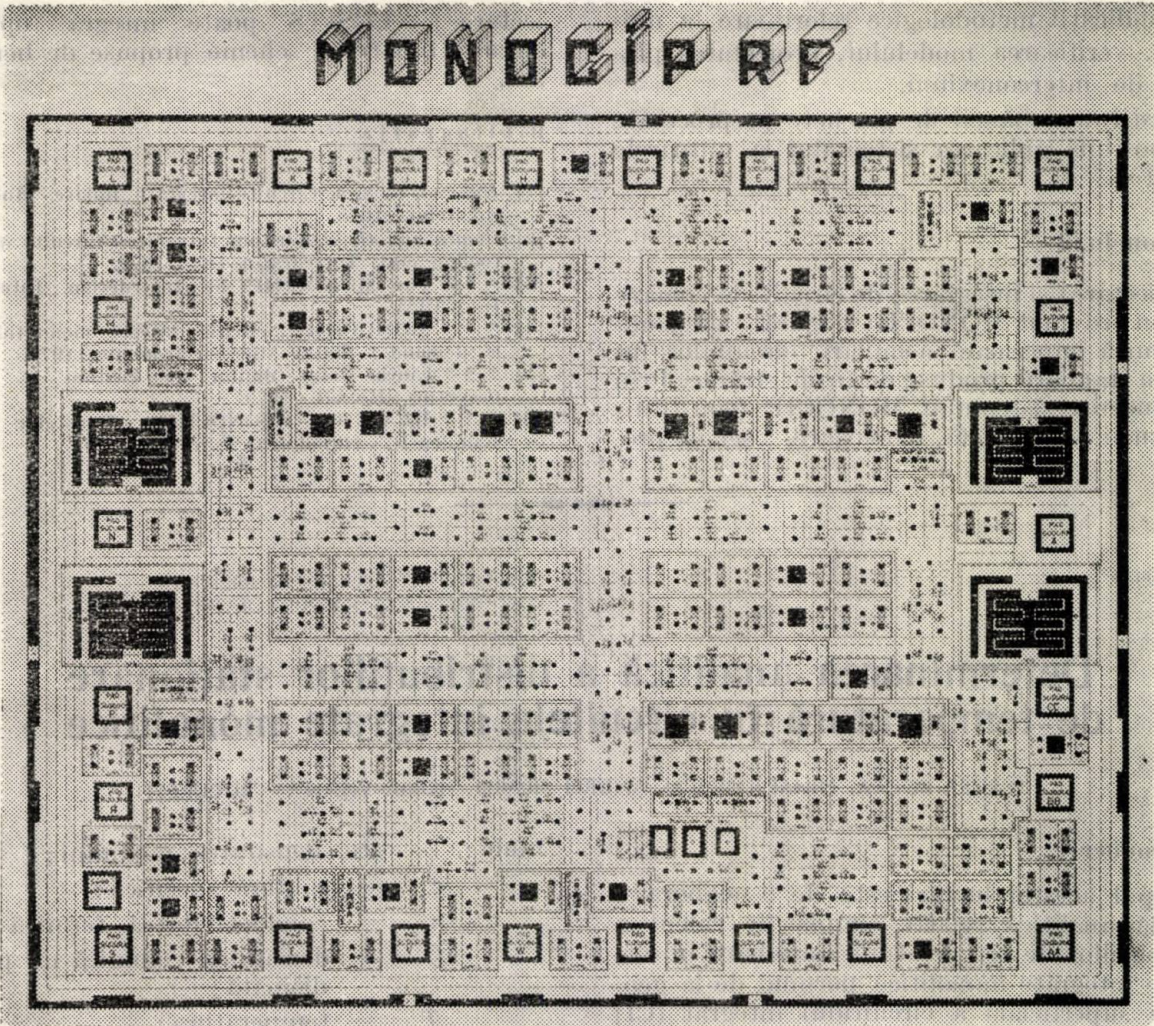


Fig. 5. Hartă cip standard RF.

Tabelul 3

COMPONENTE MONOCIP					PROCES 20V		PROCES 36V			
TIP COMPONENTA	PARAMETRU	SIMBOL	U/M	CONDITII	MIN	TIP	MAX	MIN	TIP	MAX
Tranzistoare NPN de curent mic.	Curent de colector	I_C	μA		0.1		2000	0.1		10000
	Cistig static in curent	h_{FE}	-	$I_C=100\mu A, V_{CE}=3V$	50			50		
	Tensiune de străpungere colector-emitor	V_{CE0}	V	$I_C=100\mu A, I_B=0$	20			36		
Tranzistoare NPN de curent mare.	Curent de colector	I_C	mA		0.01		200			
	Cistig static in curent	h_{FE}	-	$I_C=10mA, V_{CE}=3V$	40					
	Tensiune de străpungere colector-emitor	V_{CE0}	V	$I_C=1mA, I_B=0$	20					
Tranzistoare PNP	Curent de colector	I_C	μA		-0.1		-2000	-0.1		-1000
	Cistig static in curent	h_{FE}	-	$I_C=100\mu A, V_{CE}=3V$	20			20		
	Tensiune de străpungere colector-emitor	V_{CE0}	V	$I_C=100\mu A, I_B=0$	-20			-36		
Tranzistoare MOS canal p	Tensiune de prag	V_T	V	$V_{GS}=V_{DS}, I_D=1\mu A$	-65	-4	-3			
	Transconductanță	g_m	mS	$V_{DS}=-10V, I_D=0.5mA$	0.15					
	Tensiune de străpungere drenă-sursă	V_{DSS}	V	$V_{GS}=0, I_D=1\mu A$	-20					
Diode schottky	Tensiune directă	V_F	V	$I_F=100\mu A$	0.3	0.35	0.45			
	Tensiune inversă de străpungere	V_R	V		20					
Diode zener	Tensiune de stabilizare	V_Z	V	$I_Z=100\mu A$	6	6.5	7.8	6	6.5	7.8
Rezistoare difuzate *	Toleranța		%		-25		25	-25		25
	Factor de împerechere 1:1	$\Delta R/R$	%				3			3
	Factor de împerechere 1:2	$\Delta R/R$	%				4			4
Rezistoare ciupite *	Toleranță		%		-50		100	-50		100

* valorile nominale ale rezistoarelor s-au dat în tabelul 2

— indicații metodologice referitoare la modelare, verificarea modelului, proiectarea planului de interconexiuni.

Constituirea băncii de plachete preprocesate face posibilă aplicarea sistemului la viitoarele proiecte.

3. Concluzii

Proiectarea și integrarea de circuite la comandă prin sistemul MONOCIP asigură o eficiență economică superioară asimilării circuitelor integrate standard produse de firme străine. Prin introducerea sistemului MONOCIP (constituirea băncii pe plachetă, omologare, „set de pro-

iectare”), CCSITS poate integra operativ circuite liniare cu scheme propuse de beneficiari.

Bibliografie

- [1] Bulucea, C. ș. a. Circuite integrate liniare, București, Ed. tehn., 1975.
- [2] Camenzind, H. R. Custom Integrated Circuits with low tooling cost. Interdesign Inc., 1972.
- [3] * * * The MONOCHIP by Interdesign. Interdesign Inc., 1975.
- [4] * * * MONOCHIP, circuit intégré monolithique à la demande. Sintra Microélectronique, 1979.
- [5] * * * Linear and digital semi-custom IC design programs, EXAR, 1979.
- [6] * * * ULA und MONOCHIP — Bausteine Semi-Kunden-IC's-Handbuch, Ferranti, 1979.

CZ 621.3.012.8

CIRCUITE INTEGRATE MONOLITICE
DISTRIBUȚII STAȚIONARE DE TEMPERATURĂ

Determinarea analitică a distribuțiilor staționare de temperatură în circuitele integrate monolitice

MIRCEA BODEA, MIHAI IONESCU, ANDREI SILARD, HORIA VIȘAN * — BUCUREȘTI

Introducere

Scopul acestei lucrări este de a elabora o metodă analitică relativ simplă de calcul a distribuțiilor de temperatură staționare în circuitele integrate monolitice pornind de la geometria superficială a circuitului integrat (CI) și de la distribuția puterii disipate în circuit. Între cele două moduri fundamentale de lucru, analitic sau numeric, s-a ales abordarea analitică din cauza volumului mai mic de lucru, a flexibilității mărite față de metodele numerice și în plus pentru faptul că soluțiile care se obțin sînt ușor calculabile pe calculatoare de birou evoluate.

Determinarea expresiilor distribuțiilor de temperatură se va face rezolvînd ecuația căldurii în condiții specifice CI monolitice.

1. Punerea problemei

1.1 Ecuația căldurii

Condiția căldurii în solide este modelată matematic de ecuația căldurii [1]:

$$\rho c \frac{\partial T(x, y, z, t)}{\partial t} - \nabla[\sigma \nabla T(x, y, z, t)] = Q(x, y, z, t),$$

unde: ρ este densitatea mediului;

c — căldura specifică;

σ — conductivitatea termică;

Q — densitatea volumică de putere disipată;

T — temperatura;

t — timp.

În lucrare se urmărește determinarea distribuțiilor staționare de temperatură, deci se va considera:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = 0.$$

Pentru simplificarea calculelor se va face presupunerea că conductivitatea termică σ , în general dependentă de temperatură, este constantă:

$$\frac{\partial \sigma}{\partial T} = 0, \quad \sigma = \sigma_0,$$

problema fiind, deci, liniară.

În continuare se va considera că disipația de căldură are loc doar pe fața superioară a cipului semiconductor. Această presupunere este justificată de grosimea mult mai mică a zonei active a dispozitivelor față de grosimea cipului semiconductor. Conform acestei presupuneri densitatea volumică de putere disipată $Q(x, y, z)$ este nulă, ea fiind înlocuită cu o densitate superficială $P(x, y, 0)$.

* Institutul politehnic — București, Facultatea de electronică.

Se obține astfel forma liniară și omogenă a ecuației căldurii, care va fi rezolvată în continuare :

$$\sigma_0 \Delta T(x, y, z) = 0.$$

1. 2. Modelarea termică a structurii unui CI monolitic

Pentru rezolvarea ecuației obținute trebuie formulat un set de condiții la limită care să modeleze conducția căldurii într-un CI monolitic încapsulat.

Structura simplificată a unui CI monolitic încapsulat este prezentată în figura 1. Se ob-

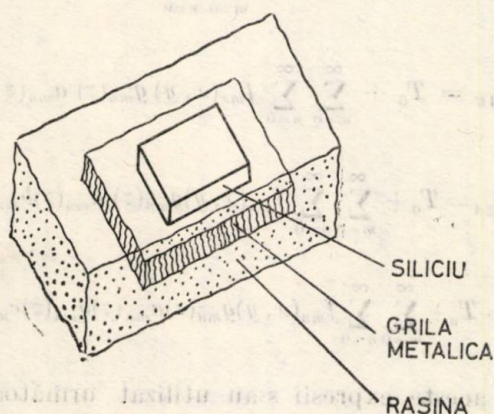


Fig. 1. Structura generală a unui circuit integrat monolitic încapsulat în plastic.

servă că structura poate fi organizată sub formă de straturi. Pentru limitarea volumului de calcule se vor lua în considerare cel mult două straturi : cipul din siliciu și grila metalică (din cupru sau covar). Tot pentru simplificarea calculelor se va neglija porțiunea din grila metalică aflată în jurul suprafeței de contact cu cipul. Cu aceste neglijări se obține structura prezentată în figura 2. Forma paralelipipedică

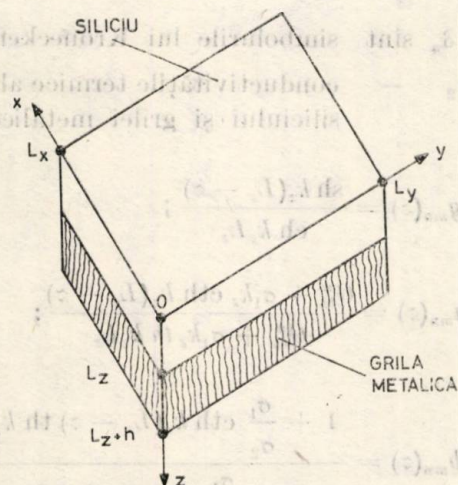


Fig. 2. Modelul termic simplificat.

a structurii justifică utilizarea coordonatelor carteziene.

Pentru stabilirea condițiilor la limită se va face presupunerea că fluxul termic F prin toate suprafețele de contact între cipul din siliciu și rășina de încapsulare este nul (această presupunere se bazează pe diferența mare între conductivitățile termice ale siliciului și ale rășinilor folosite la încapsulare și, în plus, pentru suprafețele laterale, pe valoarea relativ mică a ariei de contact) :

$$F|_{x=0, x=L_x} = F|_{y=0, y=L_y} = F|_{z=0} \equiv 0$$

Pentru interfața siliciu-grila metalică se consideră continuitatea temperaturii și a fluxului termic :

$$T|_{z=L_z^-} = T|_{z=L_z^+}, \quad F|_{z=L_z^-} = F|_{z=L_z^+}.$$

Pentru fața superioară, condiția de neglijare a pierderilor de căldură în rășină este echivalentă cu condiția ca tot fluxul termic generat de sursele de căldură să fie orientat spre interiorul cipului de siliciu :

$$F|_{z=0} = P(x, y).$$

Pentru fața inferioară a domeniului abordările existente pînă în prezent propun o condiție de temperatură constantă :

$$T|_{\text{suprafața inferioară}} = T_0.$$

Această condiție este, în general, nerealistă deoarece presupune, de fapt, că valoarea conductivității termice a stratului metalic este infinit de mare față de aceea a siliciului. În plus apare și o problemă de mare dificultate din punctul de vedere al calculelor concrete: care este valoarea efectivă a temperaturii T_0 ?

În lucrarea de față se folosește o condiție la limită originală care înlătură aceste neajunsuri, [2] :

$$F|_{\text{suprafața inferioară}} = G_{th}^* [T(x, y, z)|_{\text{suprafața inferioară}} - T_a],$$

unde : G_{th}^* este conducția termică pe unitatea de suprafață existentă între fața inferioară a structurii și mediul ambiant ;

T_a — temperatura mediului ambiant (presupus izoterm).

Mărimea G_{th}^* este dată de relația :

$$G_{th}^* = \frac{1}{R_{th}A},$$

unde: A este aria cipului;

R_{th} — rezistența termică cip-mediul ambiant (parametru măsurabil), care se presupune independentă de temperatură.

În funcție de numărul de straturi considerate și de condiția la limită impusă pe fața inferioară sînt posibile patru modele termice prezentate în figura 3. Pentru toate cele patru modele

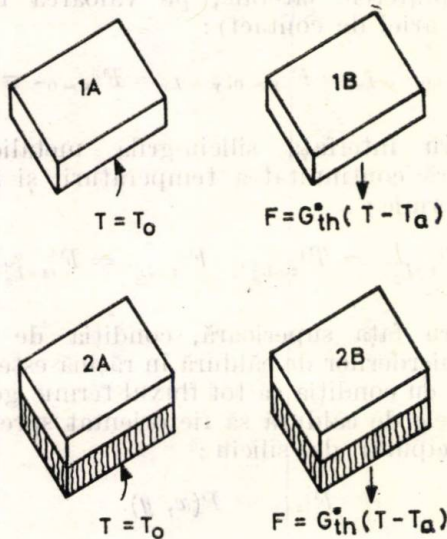


Fig. 3. Modelele termice pentru care se calculează distribuțiile staționare de temperatură.

termice condițiile la limită pentru fețele laterale, fața superioară și interfața (dacă este cazul) siliciu-grila metalică sînt identice.

2. Rezultate

2.1. Rezolvarea ecuației

Ecuația căldurii în forma liniară și omogenă a fost rezolvată folosind metoda separării variabilelor; s-a obținut o soluție generală sub formă de serie dublă de funcții trigonometrice:

$$T(x, y, z) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(m\pi \frac{x}{L_x}\right) \cos\left(n\pi \frac{y}{L_y}\right) \times \\ \times [\alpha_{mn} e^{k_z z} + \beta_{mn} e^{-k_z z}],$$

unde:

$$k_z = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_y}\right)^2},$$

iar α_{mn} , β_{mn} sînt constante de integrare.

Expresiile particulare α_{mn} și β_{mn} depind de modelul termic ales și se determină folosind condițiile la limită pentru fața superioară și inferioară.

Pentru modelele 2A și 2B se consideră două soluții generale una pentru siliciu și una pentru grila metalică cărora li se impun condițiile la limită pentru fața superioară și inferioară și condițiile la interfața siliciu-grila metalică.

2.2. Soluțiile staționare [3, 4]

Pentru cele patru modele termice considerate s-au obținut următoarele expresii ale distribuțiilor de temperatură:

- $T_{1A}(x, y, z) = T_0 + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} f_{mn}(x, y) g_{mn}(z);$
- $T_{1B} = T_0 + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} f_{mn}(x, y) g_{mn}(z) a_{mn}(z);$
- $T_{2A} = T_0 + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} f_{mn}(x, y) g_{mn}(z) a_{mn}(z) b_{mn}(z);$
- $T_{2B} = T_a + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} f_{mn}(x, y) g_{mn}(z) a_{mn}(z) b_{mn}(z) c_{mn}(z).$

În aceste expresii s-au utilizat următoarele notații;

$$* f_{mn}(x, y) = \cos\left(m\pi \frac{x}{L_x}\right) \cos\left(n\pi \frac{y}{L_y}\right) \frac{P_{mn}}{\sigma_1 k_z},$$

unde:

$$P_{mn} = \frac{4}{L_x L_y (1 + \delta_m) (1 + \delta_n)} \times \\ \times \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} P(x, y) \cos\left(m\pi \frac{x}{L_x}\right) \cos\left(n\pi \frac{y}{L_y}\right) dx dy,$$

δ_m, δ_n sînt simbolurile lui Kronecker,

σ_1, σ_2 — conductivitățile termice ale siliciului și grilei metalice;

$$* g_{mn}(z) = \frac{\text{sh } k_z (L_z - z)}{\text{ch } k_z L_z};$$

$$* a_{mn}(z) = \frac{G_{th}^* + \sigma_1 k_z \text{cth } k_z (L_z - z)}{G_{th}^* + \sigma_1 k_z \text{th } k_z L_z};$$

$$* b_{mn}(z) = \frac{1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \text{cth } k_z (L_z - z) \text{th } k_z h}{1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \text{th } k_z L_z \text{th } k_z h}$$

$$* c_{mn}(z) = \frac{G_{th}^* + \sigma_1 k_z \frac{1 + \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \operatorname{th} k_z (L_z - z) \operatorname{th} k_z h}{1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \operatorname{cth} k_z (L_z - z) \operatorname{th} k_z h}}{1 + \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \operatorname{cth} k_z L_z \operatorname{th} k_z h} \cdot \frac{1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \operatorname{th} k_z L_z \operatorname{th} k_z h}{G_{th}^* + \sigma_1 k_z \frac{1 + \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \operatorname{th} k_z (L_z - z) \operatorname{th} k_z h}{1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \operatorname{cth} k_z (L_z - z) \operatorname{th} k_z h}}$$

3. Comparație între modelele termice considerate

3.1. Comparație pe baza formulelor obținute

(1) Examinarea formulelor prezentate în secțiunea 2.2 arată că între cele patru distribuții există termeni comuni și că forma soluției este din ce în ce mai complicată pe măsură ce se trece de la modelul 1A la modelul 2B. Din punctul de vedere al calculului concret această situație nu introduce dificultăți majore; eventual poate crește timpul de calcul.

(2) Analiza distribuțiilor T_{2A} și T_{1B} pune în evidență [4], faptul interesant că în anumite condiții cele două modele sînt echivalente. Aceste condiții se pot deduce pornind de la asemănarea existentă între termenii de corecție a_{mn} și b_{mn} . Acești termeni coincid (în acest caz cele două modele sînt echivalente) dacă se îndeplinește condiția:

$$\frac{k_z}{G_{th}^*} = \frac{1}{\sigma_2} \operatorname{th} k_z h.$$

Cu aproximația:

$$\operatorname{th} k_z h \simeq k_z h,$$

se obține relația:

$$G_{th}^* \simeq \frac{\sigma_2}{h}.$$

Această relație are o dublă semnificație. Mai întii ea asociază unei rezistențe termice un „strat echivalent” de grosime h și conductivitate termică σ_2 . Astfel, se poate considera că modelul 1B prezintă o structură cu două straturi iar modelul 2B, o structură cu trei straturi. În sens invers, fiind dat un strat cu parametrii σ_2 și h , relația permite estimarea rezistenței termice oferite de acest strat.

(3) Pornind de la ideea că modelele de tip B sînt mai realiste decît cele de tip A se pune problema: în ce condiții modelele de tip A — care au avantajul că necesită calcule mai simple — le pot înlocui pe acelea de tip B? Din examinarea termenilor de corecție a_{mn} și c_{mn} se constată că aceștia devin unitari atunci cînd $G_{th}^* \rightarrow \infty (R_{th} \rightarrow 0)$. Această condiție se reali-

zează în cazul circuitelor de putere mare care folosesc capsule cu rezistență termică de valoare foarte mică. Totuși, chiar și în acest caz, aplicarea la cazurile concrete a modelelor de tip A este limitată de o importantă deficiență de ordin practic: dificultatea de a preciza temperatura de referință T_0 . Această dificultate este evitată în cadrul modelelor de tip B prin introducerea parametrului determinabil experimental G_{th}^* ; se evidențiază astfel superioritatea modelelor de tip B față de acelea de tip A.

Concluziile comparației făcută în această secțiune sînt expuse în tabelul 1.

Tabelul 1

Modelul	1A	2A	1B	2B
Criteriul				
Grad de complexitate	mic	mediu	mediu	mare
Domeniu de aplicare	puteri mari		orice puteri	
Parametri introduși	T_0 — nedefinit		G_{th}^* — măsurabil T_a — măsurabil	

3.2. Comparație numerică

Testarea practică a expresiilor obținute s-a făcut prin calculul distribuțiilor de temperatură pentru o structură foarte simplă care să permită o comparație a rezultatelor oferite de toate cele patru modele. Pentru acest exemplu s-a presupus că pe o fișie cu o lățime de 20μ ,

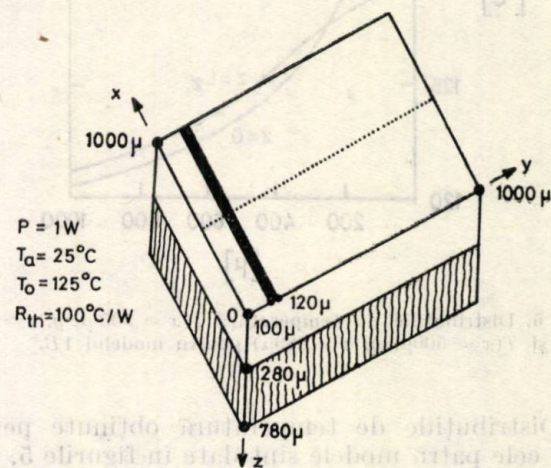


Fig. 4. Geometria structurii și distribuția de putere utilizate pentru comparația rezultatelor oferite de cele patru modele termice.

paralelă cu axa X, centrată pe $y = 110\mu$, se disipă uniform o putere de 1 W. Dimensiunile structurii sînt indicate în figura 4. Pentru modelele de tip B s-a luat o temperatură ambiantă de 25°C și o rezistență termică de 100°C/W . Temperatura feței inferioare s-a luat de 125°C pentru a se putea face o comparație între modele

($125^{\circ}\text{C} = 100^{\circ}\text{C/W} \times 1\text{W} + 25^{\circ}\text{C}$). Pentru conductivitatea termică a siliciului s-a utilizat o valoare medie de $1,5\text{ W/cm}^{\circ}\text{C}$. Grila metalică se consideră realizată din cupru, a cărui conductivitate termică este de $5,2\text{ W/cm}^{\circ}\text{C}$.

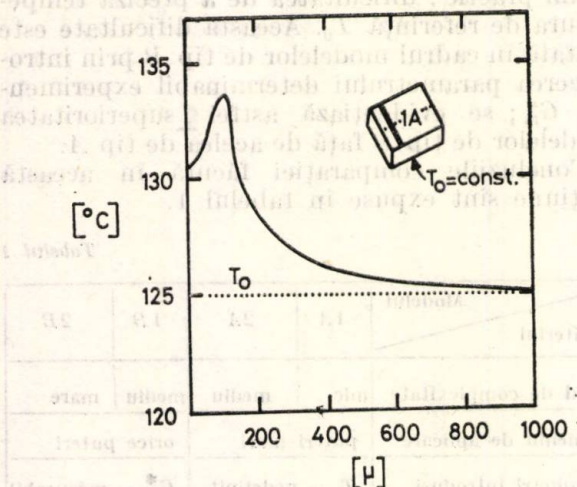


Fig. 5. Distribuția de temperatură $T(x = 500\text{ }\mu, y, z = 0)$ pentru modelul 1A.

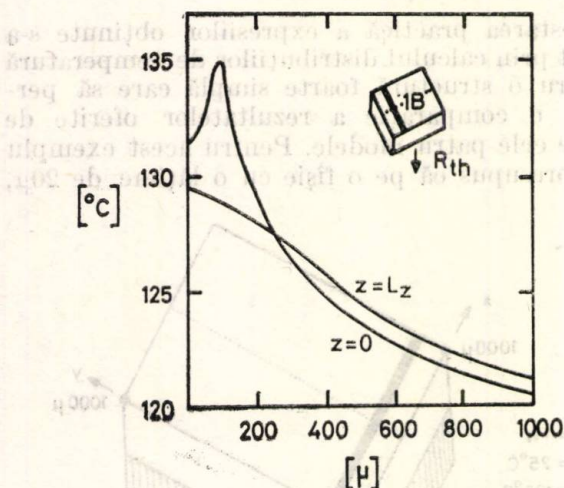


Fig. 6. Distribuțiile de temperatură $T(x = 500\text{ }\mu, y, z = 0)$ și $T(x = 500\text{ }\mu, y, z = 280\text{ }\mu)$ pentru modelul 1B.

Distribuțiile de temperatură obținute pentru cele patru modele sînt date în figurile 5, 6, 7, 8.

În tabelul 2 sînt sintetizate cîteva date importante pentru comparația rezultatelor. Rezultă că modelul 1A se distinge ca cel mai puțin realist, cu date diferind mult de celelalte modele. Modelul 2A se apropie de modelele de tip B dar rămîne marcat de dezavantajul neprecizării temperaturii T_0 . Modelele de tip B oferă date mai apropiate de realitate. Cele două modele diferă puțin apărînd o uniformizare a temperaturilor la modelul 2B datorită efectului de șun-

tare dat de grila metalică. Modelele 2A, 1B, 2B modelează și efectul dat de șuntul termic reprezentat de grila metalică (la $y = 1000\text{ }\mu$ temperatura de pe fața superioară este mai mică decît aceea de pe fața inferioară).

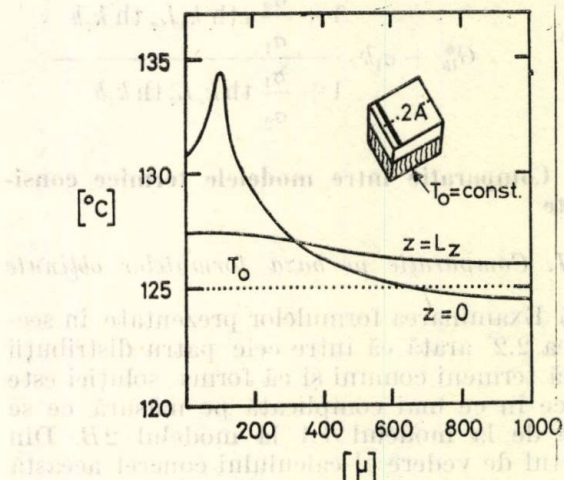


Fig. 7. Distribuțiile de temperatură $T(x = 500\text{ }\mu, y, z = 0)$ și $T(x = 500\text{ }\mu, y, z = 280\text{ }\mu)$ pentru modelul 2A.

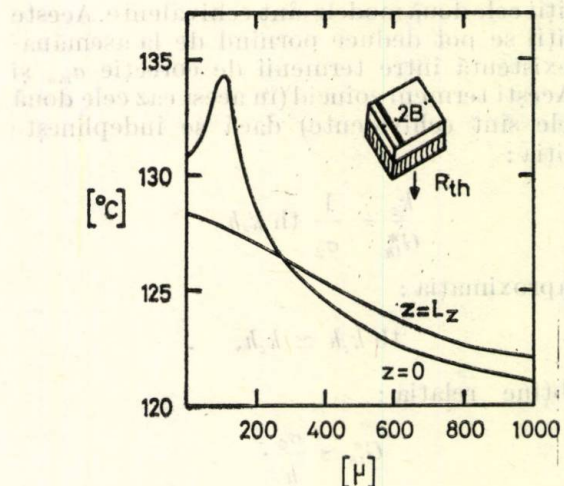


Fig. 8. Distribuțiile de temperatură $T(x = 500\text{ }\mu, y, z = 0)$ și $T(x = 500\text{ }\mu, y, z = 280\text{ }\mu)$ pentru modelul 2B.

Tabelul 2

Criteriul	Modelul	1A	2A	1B	2B
Diferența maximă de temperatură pe suprafață $T_{\max, z=0} - T_{\min, z=0}$, $^{\circ}\text{C}$		8,9	9,8	14,2	12,7
Diferența maximă de temperatură în adîncime $T(y = 100\text{ }\mu, z = 0) - T(y = 100\text{ }\mu, z = L_z)$, $^{\circ}\text{C}$		9	7	5,7	6,1
Temperatura maximă $T_{\max}$, $^{\circ}\text{C}$		134	134,5	134,9	134,2

4. Concluzii

În căutarea unei metode pentru determinarea distribuțiilor staționare de temperatură în CI monolitice lucrarea prezintă patru modele termice care diferă în esență numai prin condiția la limită care se impune pe fața inferioară a structurii. În modelele de tip A se impune o valoare constantă a temperaturii iar în modelele de tip B o condiție de flux termic proporțional cu temperatura punctului respectiv de pe fața inferioară.

Modelele întâlnite până acum în literatură, de tip A, au dezavantajul major dat de dificultatea precizării temperaturii de referință T_0 . Analiza din lucrarea de față arată că aceste modele se pot eventual aplica pentru cazul circuitelor de putere. Modelele originale, de tip B, propuse în lucrare înlătură dificulta-

tea menționată prin considerarea unei condiții la limită mai realiste care face apel la un parametru determinabil experimental rezistența termică cip-ambient; dintre ele se distinge modelul 1B care îmbină calitățile de simplitate și exactitate.

Bibliografie

- [1] Carslaw, H. S. și Jaeger, J. C. Conduction of Heat in Solids. Oxford University Press, 1959.
- [2] Bodea, M., Ionescu, M. și Silard, A. Calculul distribuției staționare de temperatură în circuitele integrate. In: Buletinul Institutului Politehnic-București, tom XLII — 1980, numărul 2, p. 50.
- [3] Castello, R. și Antognetti, P. Integrated Circuit Thermal Modelling. In: IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-13, 1978, p. 363.
- [4] Vișan, H. Proiect de diplomă — Institutul politehnic București, Facultatea de electronică, 1981.

CZ 621.375 : 621.396.645

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE
PROIECTARE DUPĂ MODEL
AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

Fidelitatea față de model: proiectare ușoară dar riscantă

NICOLAE MARINESCU, VIRGIL GHEORGHIU, ALEXANDRU HARTULAR, ANDREI A. VILD-MAIOR, GABRIEL TĂNASE,
SORIN NEGRU * — BUCUREȘTI

Introducere

Prezenta lucrare nu își propune să prezinte rezultate spectaculoase. În domeniul circuitelor integrate liniare nu sînt de așteptat salturi excepționale. Progresele se realizează mai ales prin folosirea ingenioasă a resurselor tehnologice existente și printr-o mare cantitate de muncă pentru a acumula perfecționări în vederea obținerii unor rezultate economice satisfăcătoare.

Poziția unui producător relativ mic față de piața de circuite integrate se deosebește inevitabil de poziția marilor firme. O firmă mică este rareori în situația de a impune un produs pe piață. Această reușită comercială este de obicei rezervată celor mari, care dispun atît de resursele ample necesare cercetării-dezvoltării cît și de capacități care pot satisface creșterea galopantă a cererii în caz de succes. Firmele mai mici joacă totuși un rol foarte important: ele devin furnizori alternativi („second source”) pentru produsele deja existente. În acest caz, proiectarea după model constituie o activitate de bază.

Este nerezonabil să se aștepte ca o firmă mică — de pildă I.P.R.S. BĂNEASA* — să pre-

zinte un catalog și o dinamică la nivelul unei firme mari — să zicem National Semiconductor, după cum ar fi nerezonabil să se compare UAP cu Mercedes Benz. Totuși, visul oricărui producător este să lucreze după proiecte originale.

Lucrarea aceasta încearcă să demonstreze că o atitudine critică și curajoasă în etapa proiectării după model deschide o cale sigură pentru elaborarea proiectelor originale.

1. Contextul tehnologic

Este cunoscută complexitatea relațiilor între proiectant și tehnolog în industria de semiconductoare. Un proiect trebuie conceput pentru o linie tehnologică dată, cu performanțe cunoscute. Tehnologul trebuie să furnizeze proiectantului informațiile privitoare la valorile și dispersiile tipice ale parametrilor geometrici și electricei, care joacă rolul de date de proiectare.

În cazul proiectării după model, de cele mai multe ori modelele provin de la un număr relativ mare de firme diferite. În consecință, ele au fost proiectate cu date variabile, iar reproducerea mecanică a soluțiilor adoptate pentru modele duce la o proliferare excesivă a variantelor tehnologice. Această cale este nerațională pentru producția de serie.

Strategia adoptată la I.P.R.S. BĂNEASA se bazează pe standardizarea soluțiilor techno-

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

logice. În acest scop, operațiile tehnologice au fost împărțite în două categorii: operații care se execută identic pentru toate circuitele integrate liniare și operații care trebuie adaptate pentru a obține parametrii electrice doriți. Între operațiile din prima categorie se numără fotolitografia, unele oxidări, dezoxidările parțiale și totale etc. Pentru operațiile din a doua categorie s-au definit două-trei variante; ele includ, de pildă, epitaxia, difuzia bazei și altele.

Prin combinarea variantelor operațiilor elementare s-au stabilit câteva fluxuri de fabricație standard (opt fluxuri, în acest moment). Ele au permis, prin acumularea experienței de fabricație, precizarea gărzilor standard și a performanțelor electrice tipice pentru fiecare flux.

Elaborarea unui proiect după model va debuta prin încadrarea produsului în unul din fluxurile standard și, dacă este cazul, prin redefinirea geometriei componentelor potrivit constrângerilor aferente fluxului ales.

2. Intervenții în schema electrică și în LAYOUT

În numeroase cazuri, analiza electrică inițială sau primele experimente tehnologice au pus în evidență necesitatea de a opera modificări în schema electrică a modelului pentru a aduce îmbunătățiri unor parametri, pentru a elimina greșeli flagrante de concepție sau tehnologie și pentru a face produsul tolerant la dispersiile uzuale ale liniei de fabricație proprii.

Exemplele următoare au rolul de a ilustra modul în care s-a intervenit în schemă și, în câteva cazuri mai simple, în geometria superficială. Este evident de la început că modificările nu au putut fi radicale, scopul lor nefiind elaborarea unui nou circuit, ci perfecționarea unui circuit existent.

2.1. SAS 560S/SAS 570S — Comutatoare senzoriale

Comutatoarele senzoriale SAS 560S SAS 570S includ un bistabil care în proiectarea inițială era prevăzut cu o rezistență de 3,3 k cu rolul de a asigura blocarea fermă a etajului (fig. 1). În starea „deschis”, curentul de menținere I este de circa 0,2 mA, în timp ce curentul prin rezistența menționată se ridică la 0,15... 0,18 mA. Fluctuațiile valorii nominale a rezistenței sau variațiile temperaturii puteau conduce, așa cum s-a observat la unele loturi, la bascularea nedorită în starea „blocat”.

Analiza geometriei superficiale a indicat ca cea mai simplă soluție „ciupirea” rezistenței astfel ca valoarea ei să crească peste 30 k.

2.2. TBA 120 U — Amplificator-limitator-demo-dulator

Amplificatorul-limitator din circuitele utilizate pentru calea de sunet în receptorul TV sau pentru receptoarele radio MF este construit

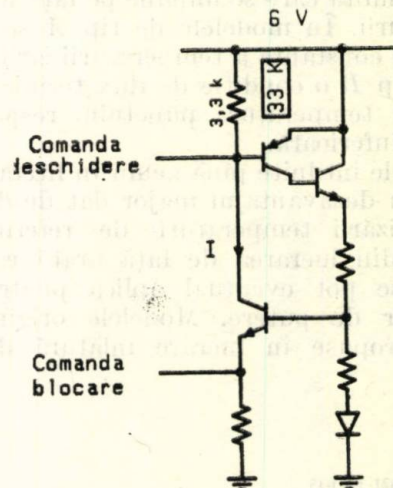


Fig. 1. Bascula din comutatoarele senzoriale SAS 560 S/SAS 570 S.

prin legarea în cascadă a mai multor etaje diferențiale identice (în circuitul TBA 120 U sînt 8 etaje — fig. 2). Ele introduc în caracteristica de frecvență un pol multiplu care determină o tendință de oscilație; în același timp, banda excesiv de largă rezultată conduce la un raport semnal-zgomot redus.

Analiza comparativă a mai multor modele de circuite integrate cu funcții similare precum și determinările experimentale au condus la con-

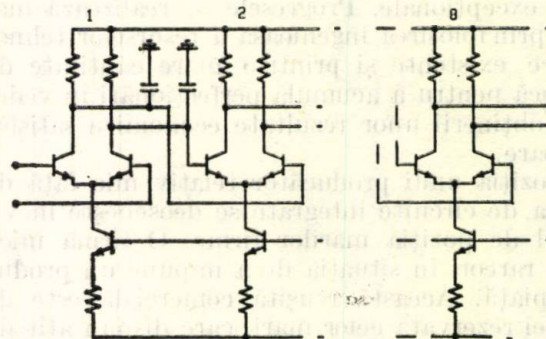


Fig. 2. Amplificatorul-limitator din circuitul integrat TBA 120 U.

cluzia că cele două defecte se pot elimina introducând două capacități între colectoarele tranzistoarelor din primul etaj și masă. Valoarea mică necesară a permis utilizarea unei soluții constructive eficiente: prelungirea stratului îngropat din insula tranzistorului sub zidul de izolare.

2.3. βA 723 — Stabilizator de tensiune

Alimentarea stabilizatorului integrat βA 723 se bazează pe o referință de curent alimen-

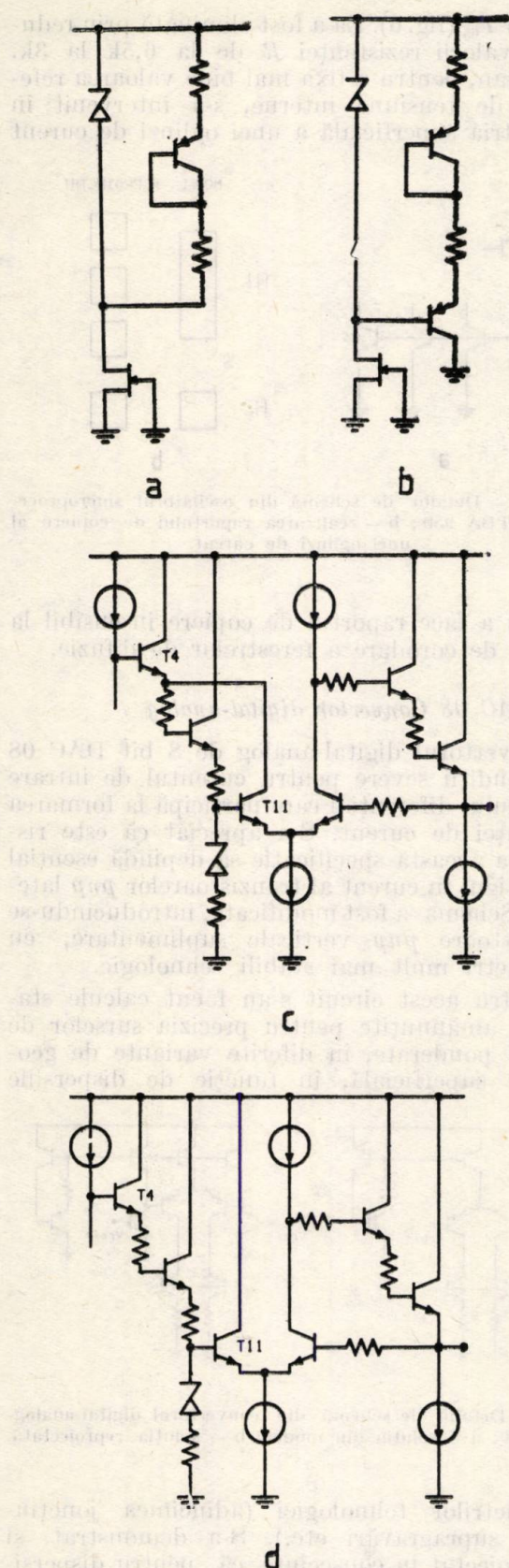


Fig. 3. Stabilizatorul de tensiune integrat $\beta A 723$: a — schema inițială a referinței de curent; b — schema reproiectată a referinței de curent; c — schema inițială a comparatorului; d — schema reproiectată a comparatorului.

tată de un tranzistor cu efect de câmp cu canal epitaxial. Fluctuațiile tehnologice normale conduc la o dispersie supărătoare a curentului de alimentare, în care curentul de saturație al FET-ului are o pondere însemnată.

Pentru a asigura controlul și reproductibilitatea curentului de alimentare s-a introdus un tranzistor *pnp* vertical. Simultan, FET-ul a fost reproiectat pentru un curent de saturație mai mic. Ponderea acestuia în curentul de alimentare s-a redus simțitor, obținându-se astfel insensibilitatea parametrului la variațiile tehnologice.

În același circuit, coeficientul de stabilizare cu sarcina K_L s-a obținut, pentru primele loturi procesate, centrat pe o valoare apropiată de limita de triere. Analiza amănunțită a schemei electrice a arătat că legarea colectorului tranzistorului T_{11} la emitorul tranzistorului T_4 introduce o dependență a curentului prin dioda zener de curentul consumat din ieșire, afectând astfel valoarea referinței de tensiune. Efectul se face simțit în cazul în care tranzistoarele *nnp* au câștigul în curent mic (sub 80) iar raportul rezistențelor pe pătrat pentru bază și pinch este mic (sub $7 \cdot 10^{-2}$).

Legarea colectorului tranzistorului T_{11} direct la sursa de alimentare a îmbunătățit mult performanțele. Măsurătorile efectuate pe mai multe loturi au evidențiat o variație tipică a tensiunii de ieșire de 1,3 mV în gama $I_0 = 1 \dots 50$ mA, față de valoarea tipică de catalog de 1,5 mV și limita de 7,5 mV.

2.4 $\beta A 741$ — Amplificator operațional

Amplificatorul operațional $\beta A 741$ a fost reproiectat, în principal, din cauza lay-out-ului demodat și risipitor de arie. În ansamblu, s-a elaborat un lay-out original care a rezultat prin reunirea unor idei recente de proiectare a schemei. Una din metodele utilizate pentru reducerea ariei presupune reducerea pantei etajului de intrare. Soluția constructivă este dată în figura 4 (p. 16). S-a constatat că nivelele mici de curenți la care lucrează sarcina activă face ca raportul rezistențelor R_3 și R_9 (ambele „ciupite”) să aibă un rol semnificativ în stabilirea decalajului de tensiune la intrare. Împerecherea greșită, puțin importantă în schema inițială, a fost corectată la valoarea calculată. În acest mod s-a eliminat decalajul de tensiune sistematic de -1 mV observat la primele produse.

2.5 $\beta AA 145$ — Comandă în fază a tiristoarelor și a triacelor

În mod normal, circuitul $\beta AA 145$ nu trebuie să producă impulsuri de comandă la trecerea prin zero a tensiunii de sincronizare. Totuși, în anumite condiții (în afara domeniului de catalog, dar accesibile prin reglajele prevăzute în aplicația tipică) s-a constatat apariția unor

impulsuri de aprindere parazite; fenomenul se poate observa și la model.

Măsurătorile au arătat că impulsurile parazite se datorează vitezei de comutare reduse a tiris-

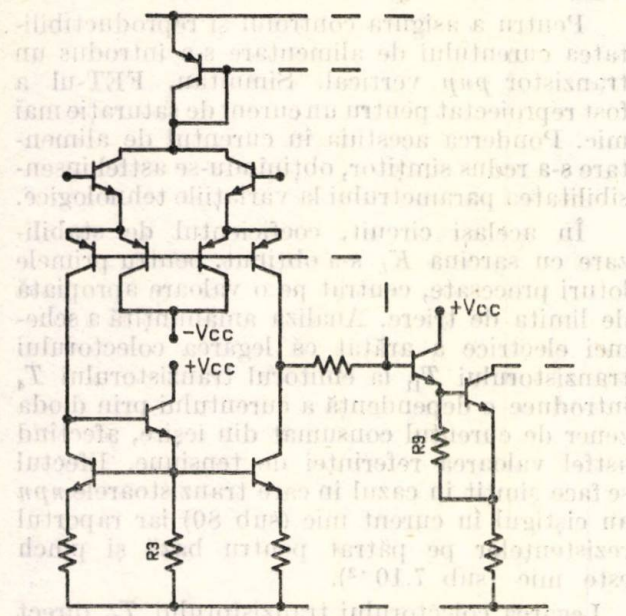


Fig. 4. Etajul de intrare din amplificatorul operațional $\beta A 741$ (schemă reproiectată).

torului integrat. Soluția adoptată constă în reducerea valorii rezistenței R de la 15k la 5k (fig. 5).

2.6 TBA 950 — Sincroprocesor TV

Oscilatorul din circuitul TBA 950 prezintă o perioadă tipică de 70 microsecunde în loc de 64 microsecunde nominal. S-a observat că, deși nivelele de tensiune stabilite intern erau

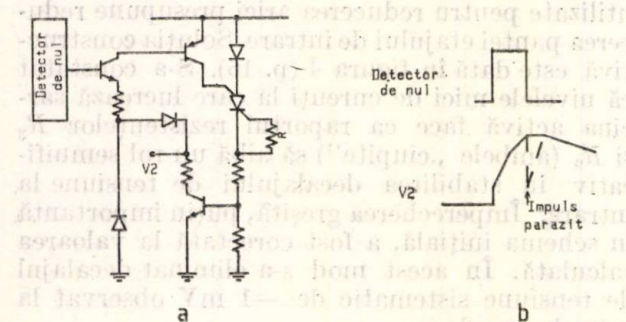


Fig. 5a — Detaliu din schema circuitului integrat $\beta AA 145$; b — diagrame de impulsuri.

corecte, totuși pragul de jos era cu circa 0,2 V mai mic decât valoarea așteptată.

Efectul a fost explicat printr-o întârziere de 1...2 μs a impulsului care determină descărcarea capacității oscilatorului. Întârzierea se datora intrării adânci în saturație a tranzis-

torului T_{65} (fig. 6). Ea a fost eliminată prin reducerea valorii rezistenței R de la 6,5k la 3k. Simultan, pentru a fixa mai bine valoarea referinței de tensiune interne, s-a intervenit în geometria superficială a unei oglinzi de curent

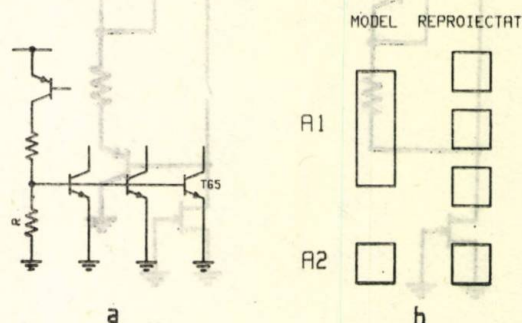


Fig. 6a — Detaliu de schemă din oscilatorul sincroprocesorului TBA 950; b — realizarea raportului de copiere al unei oglinzi de curent.

pentru a face raportul de copiere insensibil la erorile de corodare a ferestrelor de difuzie.

2.7 DAC 08 Convertor digital-analog

Convertorul digital-analog de 8 bit DAC 08 are condiții severe pentru curentul de intrare al etajului diferențial care participă la formarea referinței de curent. S-a apreciat că este riscont ca această specificație să depindă esențial de câștigul în curent al tranzistoarelor *pnp* laterale. Schema a fost modificată, introducându-se tranzistoare *pnp* verticale suplimentare, cu parametri mult mai stabili tehnologic.

Pentru acest circuit s-au făcut calcule statistice amănunțite pentru precizia surselor de curent ponderate, în diferite variante de geometrie superficială, în funcție de dispersiile

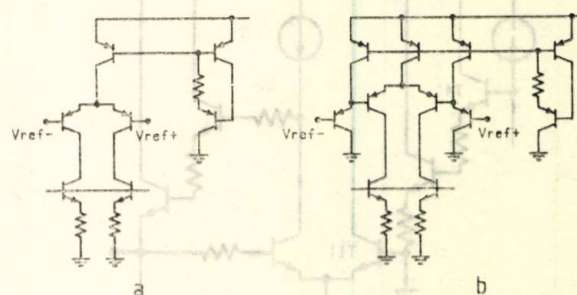


Fig. 7. Detaliu de schemă din convertorul digital-analog DAC 08: a — soluția din model; b — soluția reproiectată.

parametrilor tehnologici (adâncimea joncțiunilor, supragravări etc.). S-a demonstrat, și s-a proiectat în consecință că, pentru dispersiile uzuale, ariile ponderate trebuie să prezinte în toate cazurile raze de curbă identice, intervenindu-se în lay-out acolo unde modelul se abătea de la această regulă.

2.8 $\beta M 324$ —Amplificator operațional cuadru

Etajul de alimentare din circuitul $\beta M 324$ include două surse de curent cu maximum legate în cascadă, în scopul stabilizării curenților de alimentare în cele patru amplificatoare. Funcționarea etajului depinde de valorile rezistențelor R_1 și R_2 (fig. 8). Analiza electrică a arătat că

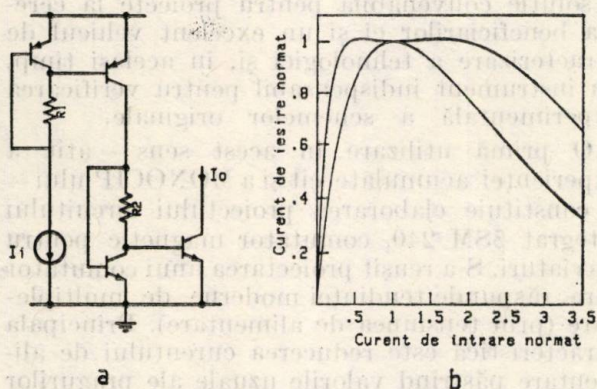


Fig. 8 a—Detaliu din schema de alimentare a amplificatorului operațional cuadru $\beta M 324$; b — funcția de transfer pentru model (curba de jos) și pentru soluția reproiectată (curba de sus).

performanțele de stabilizare sînt optime dacă $R_1 = V_T/I_i$ și $R_2/R_1 = 3,12$, condiții neîndeplinite de proiectarea modelului LM 324. Efectele reproiectării optimizate sînt ilustrate prin funcția de transfer (teoretică). Experimental s-a constatat o stabilizare sensibil mai bună a curentului de alimentare în funcție de tensiunea de alimentare.

2.9 $\beta E 555$ —Temporizator

Schema originală a circuitului NE 555 (Signetics) a fost modificată pentru a reduce aria cipului, a îmbunătăți performanțele electrice și a obține un circuit tolerant la variațiile tehnologice (fig. 9).

Tranzistoarele pnp Q_{10} și Q_{13} sînt desenate pe masca Signetics ca tranzistoare laterale, fără nici o justificare. Ele au fost reproiectate în geometrie verticală, reducînd substanțial curentul de declanșare al comparatorului de jos.

Etajul diferențial $Q_{10}Q_{11}Q_{12}Q_{13}$ avea o sarcină rezistivă de 100 k, greu de realizat cu o rezistență pe pătrat de 100 ohmi. Ea a fost înlocuită cu sarcina activă $Q_{26}Q_{27}$.

Tranzistorul de aducere la zero (ALO) avea colectorul legat la baza tranzistorului de descărcare Q_{23} . La conectarea la masă a terminalului ALO, joncțiunea colector-bază a lui Q_{14} se deschidea, ceea ce avea ca efect reducerea puternică a curentului absorbit de tranzistorul de descărcare Q_{23} . Pentru a elimina acest efect, tranzistorul Q_{14} a fost realizat ca pnp vertical, deci cu colectorul la masă. Avantajele suplimentare ale noii soluții sînt simplificarea meta-

lizării și reducerea curentului de aducere la zero, tranzistorul Q_{14} rămînd permanent în regiunea activă normală.

Modelul (atît originalul cit și cele provenind de la alți furnizori secundari) are un etaj de ieșire construit defectuos pentru cazul ieșirii

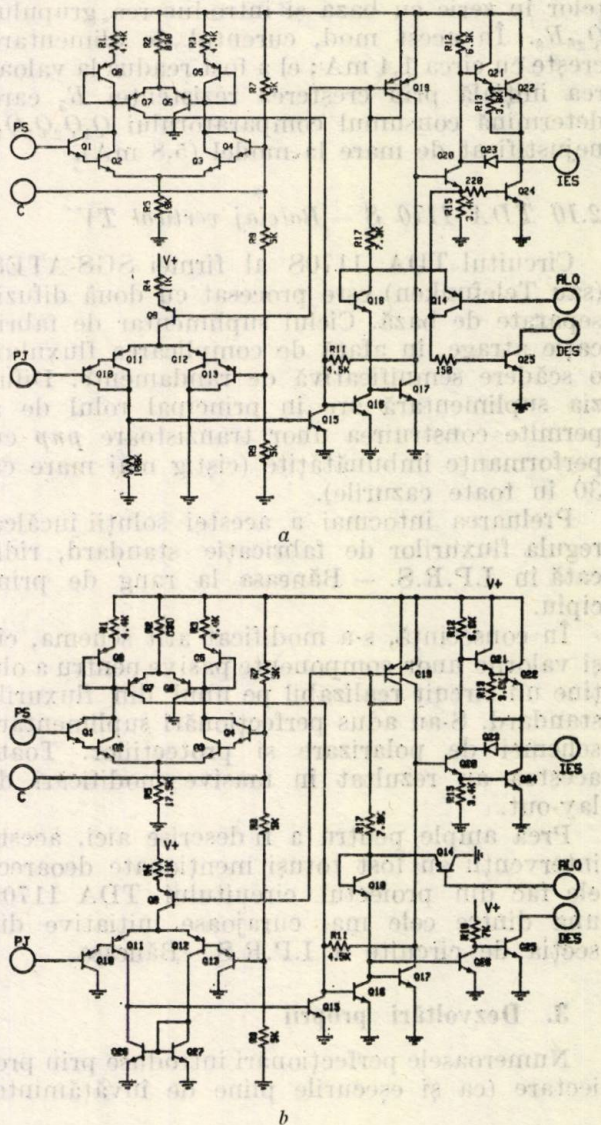


Fig. 9 a — Schema temporizatorului $\beta E 555$; b — modelul NE 555.

la nivelul coborît. Două tranzistoare de curent mare, Q_{24} și Q_{25} , trebuie să se satureze amîndoi, avînd joncțiunile emitor-bază practic în paralel. Distribuția curentului furnizat de Q_{20} (saturat) este necontrolată (rezistențele de 220 Ω și 150 Ω sînt inefficiente). De exemplu, atunci cînd curentul de colector al tranzistorului de descărcare Q_{25} este nul, caz întîlnit în aplicații, el va „fura” cea mai mare parte din curentul dat de Q_{20} ; tranzistorul Q_{24} nu va mai putea fi saturat la un curent de 50 mA decît dacă are cîștigul în curent mai mare ca 100, limitare tehnologică supărătoare. În plus, la

tensiuni mari sau la temperaturi ridicate, căderea de tensiune pe rezistența combinată $220\Omega || 150\Omega$ sumată cu tensiunea de saturație a lui Q_{20} poate provoca deschiderea grupului $Q_{21}Q_{22}$ care ar trebui să fie blocat. Pentru a elimina cele două deficiențe, s-a separat comanda tranzistoarelor Q_{24} și Q_{25} prin eliminarea rezistențelor în serie cu baza și introducerea grupului $Q_{26}R_8$. În acest mod, curentul de alimentare crește cu circa 1,4 mA; el a fost readus la valoarea inițială prin creșterea rezistenței R_5 care determină consumul comparatorului $Q_1Q_2Q_3Q_4$, nejustificat de mare la model (5,8 mA).

2.10 TDA 1170 S — *Baleiaj vertical TV*

Circuitul TDA 1170S al firmei SGS-ATES (sau Telefunken) este procesat cu două difuzii separate de bază. Ciclul suplimentar de fabricație atrage, în afară de complicarea fluxului, o scădere semnificativă de randamente. Difuzia suplimentară are în principal rolul de a permite construirea unor tranzistoare *pnp* cu performanțe îmbunătățite (ciștig mai mare ca 30 în toate cazurile).

Preluarea întocmai a acestei soluții încălca regula fluxurilor de fabricație standard, ridicată în I.P.R.S. — Băneasa la rang de principiu.

În consecință, s-a modificat atât schema, cât și valorile unor componente pasive pentru a obține un circuit realizabil pe unul din fluxurile standard. S-au adus perfecționări suplimentare schemei de polarizare și protecțiilor. Toate acestea au rezultat în masive modificări de lay-out.

Prea ample pentru a fi descrise aici, aceste intervenții au fost totuși menționate deoarece ele fac din proiectul circuitului TDA 1170S una dintre cele mai curajoase inițiative din secția de circuite a I.P.R.S. — Băneasa.

3. Dezvoltări proprii

Numeroasele perfecționări introduse prin proiectare (ca și eșecurile pline de învățăminte)

reprezintă temelia sigură pe care se pot construi dezvoltările originale.

În această ordine de idei, un rol central revine proiectului MONOCIP, rețea de componente neconectate (produsul echivalent pentru circuitele logice este $\beta P 1000$, rețea de porți I^2L neconectate). Recenta omologare a MONOCIP-ului a confirmat faptul că el constituie nu numai o soluție convenabilă pentru proiecte la cererea beneficiarilor ci și un excelent vehicul de caracterizare a tehnologiei și, în același timp, un instrument indispensabil pentru verificarea experimentală a schemelor originale.

O primă utilizare în acest sens — atît a experienței acumulate cît și a MONOCIP-ului — o constituie elaborarea proiectului circuitului integrat $\beta SM 240$, comutator magnetic pentru claviaturi. S-a reușit proiectarea unui comutator care răspunde tendinței moderne de multiplexare (prin tensiunea de alimentare). Principala caracteristică este reducerea curentului de alimentare păstrînd valorile uzuale ale pragurilor magnetice. Circuitul proiectat va consuma tipic 1,2 mA; produsele similare au consumuri între 6mA și 15 mA.

4. Concluzii

Condiția unei firme mici impune o intensă activitate de proiectare după model („reverse engineering”). Urmărirea fidelă a soluțiilor adoptate pentru model este o cale facilă, dar neeconomică și riscantă.

Neeconomicitatea decurge din diversificarea excesivă a fluxurilor tehnologice.

Riscurile sînt duble. Pe de o parte, se vor perpetua erorile mai mici sau mai mari ale proiectelor inițiale. În general, reluarea oricărui proiect este un prilej de a-i aduce perfecționări.

Pe de altă parte, riscul cu adevărat grav este acela de a compromite acumularea unei experiențe de proiectare care face posibilă, în perspectivă, elaborarea proiectelor originale.

Memorie cuasistatică dubluport pentru sisteme multimicroprocesor

MARIAN NICULESCU, MIHAI STATOVICI, GELU VOICU* — BUCUREȘTI

Introducere

În sistemele multimicroprocesor problema centrală, atât în faza de punere la punct și în faza de depanare, cât și pentru realizarea unei eficiențe ridicate (throughput) este problema conversației între procesoare.

Lucrarea rezolvă într-un mod original această problemă prin folosirea unei memorii RAM dubluport (pentru sisteme bimicroprocesor). Gestiunea apelurilor la memorie este sarcina unui procesor secvențial rapid (cu un ceas de 20 MHz) care, folosind o tehnică „pipe-line”, asigură atingerea, practic, a timpului minim de acces al memoriilor MOS dinamice folosite (tip 4 027, organizate $4k \times 1$, timp de acces = 375 ns) de către ambele microprocesoare (tip 8 080, perioada de ceas = 480 ns). Conversația se realizează printr-un protocol asincron.

Folosirea memoriilor dinamice, pe lângă avantajele timpului mic de acces, densității mari de integrare, consumului redus de curent, are dezavantajul că îi trebuie o secvență de împropătare (refresh), care trece procesoarele în stare de așteptare (wait).

Un microprocesor 8080 apelează memoria doar circa 20% din timpul de execuție al instrucțiunilor de lucru cu memoria. De asemenea, numai o parte dintre instrucțiunile dintr-un program apelează memoria de tip RAM.

Aceste observații au dus la o rezolvare originală prin distribuirea perioadei de „refresh” (circa 2 ms) uniform în timp (64 linii a circa 30 μ s), întrețesut cu apelurile celor două microprocesoare. Ele „sint” practic o memorie statică proprie cu avantajele memoriilor dinamice.

Tot procesorul secvențial gestionează și circuitele de „refresh” folosind un algoritm de stabilire a priorităților.

Blocul de memorie descris a fost realizat practic.

1. Principiul de funcționare

În figura 1 este dată schema-bloc simplificată a sistemului bimicroprocesor pentru care am realizat memoria descrisă în lucrare. Cele două microprocesoare au sarcini diferite într-un sistem de testare a tranzistoarelor MOS. Micro-

procesorul 1 realizează testarea propriu-zisă, în timp ce microprocesorul 2 îndeplinește o serie de funcții de control și intrare-ieșire.

Pentru ridicarea eficienței sistemului s-a ales soluția realizării unui spațiu comun al memoriei de lucru. Acest spațiu este fizic divizat în două blocuri distincte. Fiecare microprocesor consideră întreaga memorie unitară, dar ca răspuns la apeluri cele două blocuri acordă prioritate la accesul fiecăre uneia dintre unitățile centrale.

Se observă că bus-urile și celelalte resurse sînt complet independente.

Figura 2 este schema-bloc a memoriei dubluport realizată.

Cu circuite 4 027 a fost realizat un bloc de memorie dinamice de $4k \times 8$. Intrările și ieșirile sînt multiplexate între cele două bus-uri de date prin două multiplexoare distincte, unul de intrare și unul de ieșire. Ele avînd și circuite „latch” permit scurtarea timpului de acces al unităților centrale. Astfel, dacă în timpul cererii de acces a unui microprocesor survine și cererea celuilalt, cel de-al doilea nu trebuie să aștepte terminarea ciclului primului (circa 480 ns), ci numai timpul de acces al memoriei (circa 375 ns). După cele 375 ns informația este reținută în „latch”-uri și memoria este aptă de a satisface cererea celuilalt.

Circuitele 4027 fiind de tip „cu adrese multiplexate” au numai 6 linii de adresă. Multiplexorul de adrese, în funcție de stroburi, comută adresele de linii și adresele de coloane ale memoriei.

Adresele de „refresh” sînt date de un numărator de 6 biți, iar cererile apar cu o perioadă de 30 μ s, astfel că în circa 2 ms este efectuat un ciclu complet de împropătare.

Din cele 16 linii de adrese ale fiecărui microprocesor 12 sînt decodificate intern de memorie, celelalte 4 folosind la decodificarea blocului.

Semnalele de control schimbate cu microprocesoarele sînt MEMORY READ, MEMORY WRITE și READY. Primele două sînt cererile de acces la memorie în timp ce al treilea este cel care temporizează răspunsul.

Un bloc de priorități arbitrează cererile celor două microprocesoare și a generatorului de „refresh”.

Microprocesorul 1 este cel mai prioritar, apoi microprocesorul 2 și în cele din urmă generatorul. Este de remarcat faptul că deși „refresh”-ul poate aștepta un timp pentru a obține

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — Băneasa, București.

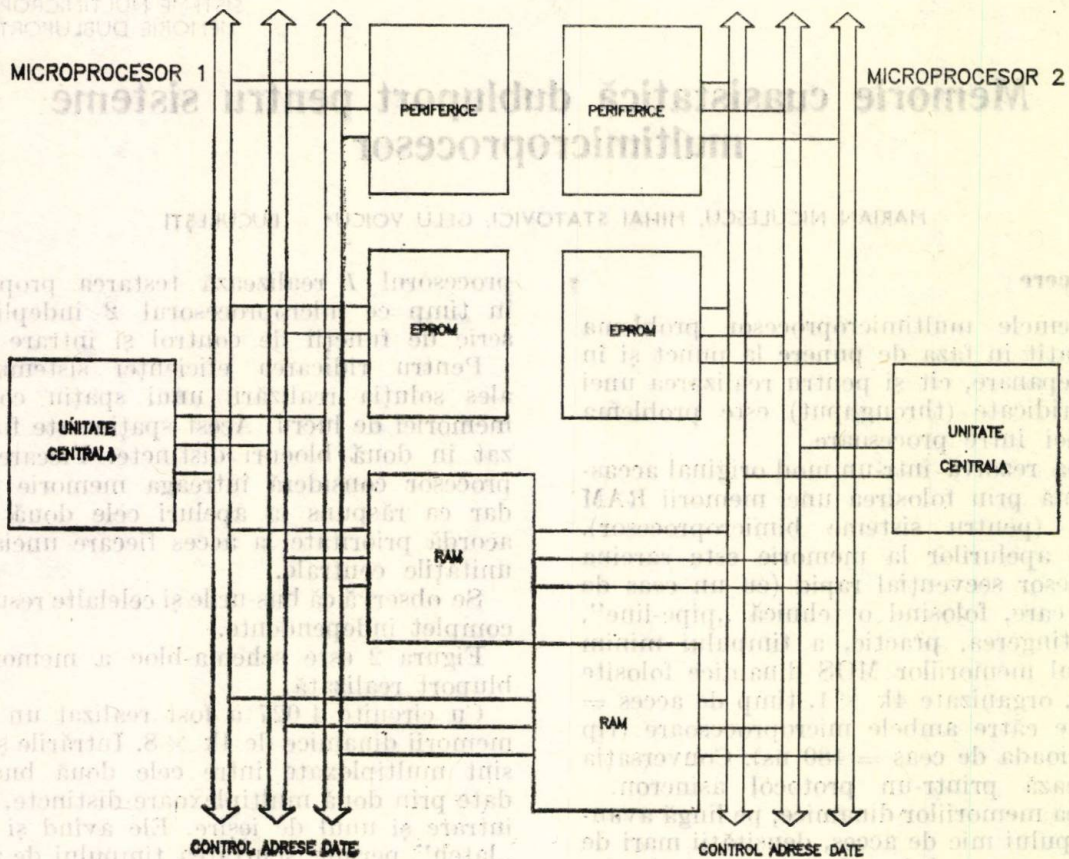


Fig. 1. Sistem bimicroprocesor (schema—bloc simplificată).

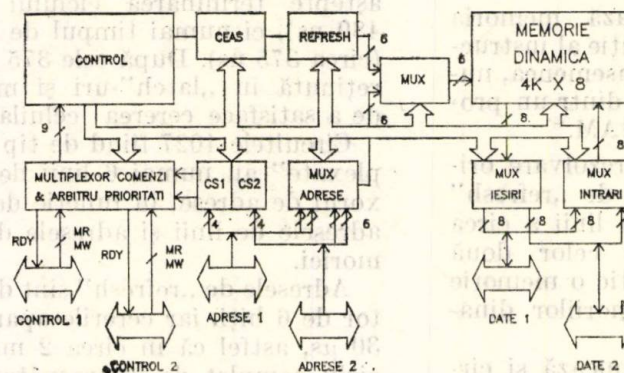


Fig. 2. Bloc de memorie dubluport cuasistatică (schema—bloc).

accesul, acești timpi nu se cumulează. De asemenea chiar un apel de tip DMA al microprocesoarelor nu inhibă „refresh”-ul pentru că cererile sînt interpretate pe rînd.

Controlul întregului bloc de memorie este asigurat de un procesor secvențial rapid care funcționează cu un ceas de 20 MHz. Astfel poate fi atins practic timpul minim de acces al memoriilor, 375 ns. Cererile de acces sînt considerate printr-o schemă cu transport anticipat și rezolvate în tehnică „pipe-line”, adică împărțite în etape care se desfășoară simultan.

În figura 3 sînt date formele de undă într-un caz tipic; simultan sînt înregistrate mai multe cereri. Se constată că este satisfăcută intii cererea primului microprocesor. După timpul de acces caracteristic memoriei, deci ciclul microprocesorului nu s-a terminat, datorită „latch”-urilor multiplexoarelor de date, imediat începe rezolvarea cererii celui de-al doilea microprocesor și abia apoi este efectuat „refresh”-ul. Se observă că improspătarea se face numai asupra adreselor liniilor (stroburi RAS).

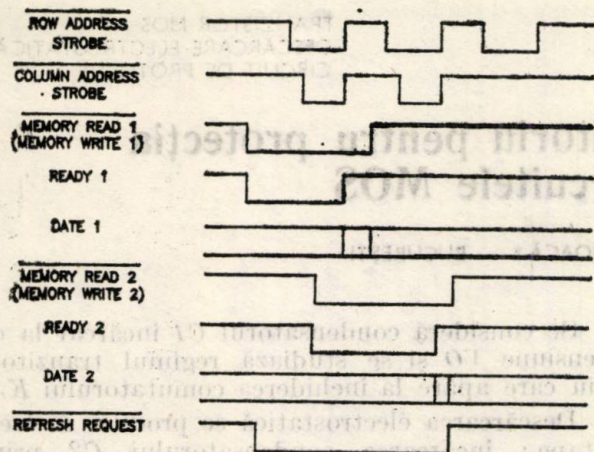


Fig. 3. Temporizarea și rezolvarea cererilor simultane.

2. Considerente de implementare

Blocul secvențial de control funcționează după organigrama din figura 4. Pentru rezolvarea evenimentelor asincrone s-a preferat folosirea automatului secvențial. Totuși, pentru obținerea unei eficiențe maxime, ieșirile schemei sînt controlate de variabile sincrone.

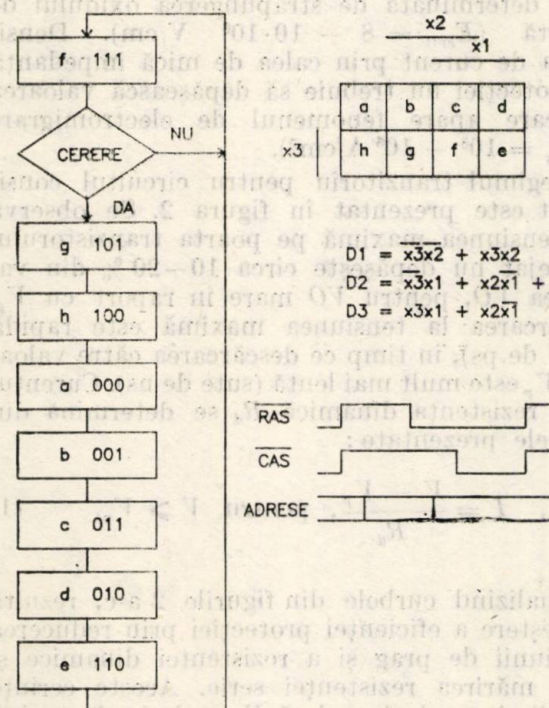


Fig. 4. Organigrama automatului de control.

Folosirea schemelor cu transport anticipat permite ca timpul de răspuns la cerere să fie de cel mult o perioadă de ceas (50 ns), plus timpul de propagare printr-o poartă TTL rapidă (5 ns).

Schema nu folosește circuite monostabile, așa cum folosesc multe scheme cu memorii dinamice, ceea ce permite creșterea gradului de controlabilitate și certitudine asupra temporizărilor.

Interfațarea cu bus-urile de date ale microprocesoarelor se face cu circuite „tri-state”, superioare ca viteză circuitelor cu colector în gol.

Circuitul de „power-on” al fiecărui bloc de memorie semnalizează și memorează orice cădere de tensiune accidentală a alimentărilor. El cere, de câte ori este activat, o secvență de inițializare a amplificatoarelor de adrese ale memoriilor, de 8 cicluri, prioritare, de „refresh”.

3. Concluzii

Realizarea blocului de memorie descris a permis, în primul rînd, rezolvarea problemei dialogului între cele două microprocesoare principale ale sistemului. Protocolul, devenind în cea mai mare măsură soft, este flexibil și rapid. Practic, față de o schemă clasică, schimbul de informație este de cel puțin 4 ori mai rapid, înscriserea de către transmițător și citirea de către receptor desfășurîndu-se simultan. De asemenea sînt eliminați pașii de „hand-shake” la fiecare cuvînt.

Un alt avantaj deosebit este acela al posibilității alocării dinamice, după necesități, a spațiului de lucru între cele două procesoare. În cazul în care unul dintre procesoare are sarcini mai reduse celălalt îi poate folosi o parte din RAM ca și cum fizic ar fi a sa.

Implementarea fiind realizată cu memorii dinamice, de tip 4027, oferă avantajele folosirii acestora, plus, datorită schemei de control, imaginea unei memorii statice. Tehnicile avansate, ca tehnica „pipe-line”, controlul anticipat, bus-uri cu circuite „latch” și „tri-state”, au crescut eficiența schemei.

Bibliografie

- [1] Digital Signal Computers & Processors, Edited by A.C. Salazar IEEE PRESS, 1977.
- [2] Oberman, R.M.M. Electronic Counters The MacMillan Press Ltd. 1973
- [3] Microprocessor User's Guide, PRO-LOG Corp. July 1979.
- [4] PROM User's Guide PRO-LOG Corp. January 1979
- [5] Dancea, I., Microprocesoare — Arhitectură internă, programare, aplicații. Editura Dacia 1979
- [6] Burton D. P. & Dexter, A. L. Microprocessor Systems Handbook Analog Devices 1977.
- [7] Signetics Integrated Circuits MBLE, 1978.
- [8] Memory Databook, National Semiconductor 1978.
- [9] 1977 Memory Products Catalog. Mostek 1977.
- [10] Full Line Catalogue PMI 1981.
- [11] Integrated Circuits, Intel 1980.
- [12] MOS Integrated Circuits SGS 1980.
- [13] 8080 Microcomputer Systems. User's Manual Intel 1975.

CZ 621.314.7:621.316

TRANZISTOR MOS
DESCĂRCARE ELECTROSTATICĂ
CIRCUIT DE PROTECȚIE

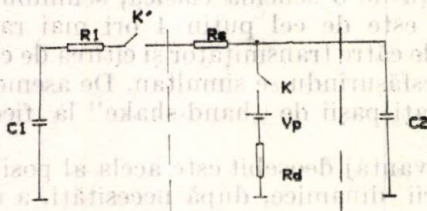
Modelarea regimului tranzitoriu pentru protecția pe poartă în circuitele MOS

ADRIANA VERON, DUMITRU CIOACĂ* — BUCUREȘTI

Străpungerea dielectricului de poartă datorită suprasarcinilor accidentale, constituie o problemă de fiabilitate importantă pentru circuitele MOS.

Evacuarea suprasarcinilor aplicate pe poarta tranzistorului MOS este realizată cu ajutorul circuitelor de protecție. O cerință impusă acestora din urmă este ca ele să nu afecteze viteza și impedanța de intrare a circuitului în condiții de funcționare normală.

În lucrare este modelat regimul tranzitoriu de tensiune și curent ulterior unei descărcări



Ființa umană Circuitul Tranzistorul
de de
protecție MOS

Fig. 1. Schema generală pentru studiul descărcării electrostatice între ființa umană și poarta protejată a unui tranzistor MOS.

electrostatice între ființa umană și poarta protejată a unui tranzistor MOS. Studiul se face pe baza unui circuit echivalent simplificat, prezentat în figura 1.

Circuitul echivalent al ființei umane a fost stabilit pe cale experimentală [1].

Schema propusă pentru circuitul de protecție are un caracter general, modelind funcționarea dispozitivelor de protecție uzuale: rezistor difuzat, diodă cu poartă, tranzistor cu pătrundere, tranzistor cu oxid gros. Toate aceste dispozitive au o caracteristică de conducție cu prag, oferind o cale de mică impedanță pentru scurgerea curentului de îndată ce tensiunea depășește valoarea de prag, V_p .

Tranzistorul MOS este modelat prin capacitatea de intrare, C_2 .

Se consideră condensatorul C_1 încărcat la o tensiune VO și se studiază regimul tranzitoriu care apare la închiderea comutatorului K .

Descărcarea electrostatică se produce în trei etape: încărcarea condensatorului C_2 prin rezistența R_s pînă la valoarea V_p ; închiderea comutatorului K și încărcarea în continuare a condensatorului C_2 pînă la o valoare maximă, V_{max} ; descărcarea condensatorului C_2 pînă la valoarea de regim staționar V_p , moment în care se deschide comutatorul K .

Protecția își îndeplinește rolul dacă în timpul descărcării nu sînt depășite valorile limită de tensiune și curent care pot produce modificări ireversibile în structura circuitului [2]. Tensiunea maximă admisibilă pe condensatorul C_2 este determinată de străpungerea oxidului de poartă ($E_{crit} = 8 - 10 \cdot 10^6$ V/cm). Densitatea de curent prin calea de mică impedanță a protecției nu trebuie să depășească valoarea la care apare fenomenul de electromigrare ($J_{max} = 10^5 - 10^6$ A/cm²).

Regimul tranzitoriu pentru circuitul considerat este prezentat în figura 2. Se observă că tensiunea maximă pe poarta tranzistorului protejat nu depășește circa 10–20 % din valoarea VO , pentru VO mare în raport cu V_p . Încărcarea la tensiunea maximă este rapidă (zeci de ps), în timp ce descărcarea către valoarea V_p este mult mai lentă (sute de ns). Curentul prin rezistența dinamică R_d se determină din curbele prezentate:

$$I = \frac{V - V_p}{R_d}, \text{ pentru } V \geq V_p. \quad (1)$$

Analizînd curbele din figurile 2 a-c, rezultă o creștere a eficienței protecției prin reducerea tensiunii de prag și a rezistenței dinamice și prin mărirea rezistenței serie. Aceste cerințe sînt limitate de faptul că V_p trebuie să rămînă mai mare decît tensiunile de lucru, iar creșterea lui R_s reduce viteza circuitului.

Pentru rezistorul difuzat, schema generală din figura 1 apare într-o variantă cu constante distribuite (fig. 3).

Închiderea comutatoarelor K pe linia distribuită se face treptat, odată cu creșterea tensiunii. Pentru evitarea unor calcule numerice laborioase, se consideră următoarea evoluție

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

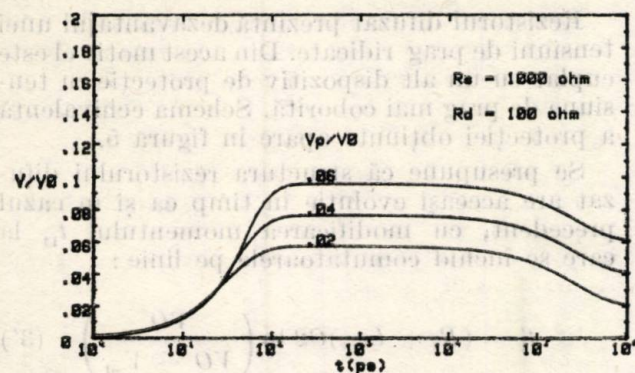
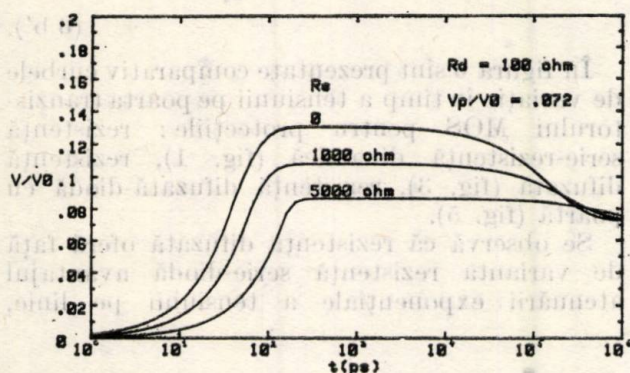
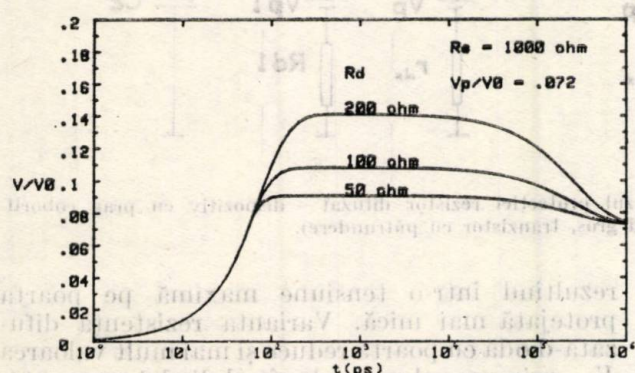
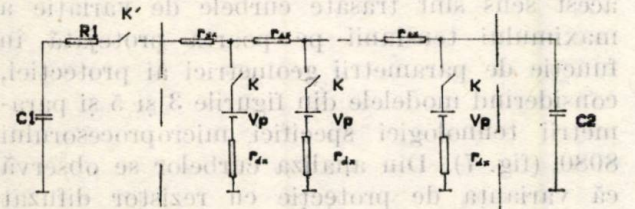
Fig. 2a Variația în timp a tensiunii pe poarta tranzistorului protejată cu parametrul V_p/VO .Fig. 2b. Variația în timp a tensiunii pe poarta tranzistorului protejată cu parametrul R_d .Fig. 2c. Variația în timp a tensiunii pe poarta tranzistorului protejată cu parametrul R_d .

Fig. 3. Schema pentru studiul descărcării electrostatice în cazul protecției cu rezistor difuzat.

în timp a structurii rezistorului difuzat, de lungime L :

a. $0 \leq t < t_1$ — toate comutatoarele sînt deschise, condensatorul $C2$ se încarcă pînă cînd la capătul liniei se atinge valoarea $v(L, t_1) = V_p$;

b. $t_1 \leq t < t_2$ — toate comutatoarele sînt închise, condensatorul $C2$ se încarcă în continuare pînă la $v(L, t_{\max}) = V_{\max}$, după care se descarcă pînă la $v(L, t_2) = V_p$;

c. $t \geq t_2$ — toate comutatoarele sînt deschise, tensiunea pe linie este $v(x, t) = V_p$.

Variația în timp a tensiunii pe linie pînă la momentul t_1 se determină folosind relația:

$$v(x, t) = VO \left(1 - \frac{x}{L} \exp \left(- \frac{t}{(R_1 + Lr_{sx})C2} \right) \right) + \frac{C2}{C1} \left(1 - \frac{x}{L} \right) \exp \left(- \frac{t}{(R_1 + Lr_{sx})C2} \right) \quad (2)$$

Momentul t_1 are expresia:

$$t_1 = (R_1 + Lr_{sx})C2 \ln \left(\frac{VO}{VO - V_p} \right) \quad (3)$$

și este de ordinul zecilor de ps.

În intervalul (t_1, t_2) calculul regimului tranzitoriu se face pornind de la ecuațiile liniilor lungi [3]:

$$\frac{d}{dx} v(x, t) = -r_{sx} i(x, t), \quad (4a)$$

$$\frac{d}{dx} i(x, t) = -v(x, t)/r_{dx}, \quad (4b)$$

$$\text{unde: } r_{sx} = \frac{\rho_{dir}}{wx_j}, \quad r_{dx} = \frac{\rho_{sub}}{\pi} \ln \left(\frac{8h}{w\pi} \right) \quad [4],$$

- ρ_{dir} — rezistivitatea regiunii difuzate;
- ρ_{sub} — rezistivitatea substratului;
- w — lățimea difuziei;
- x_j — adîncimea joncțiunii;
- h — grosimea plachetei.

Soluțiile sînt de forma:

$$v(x, t) = A1(t) \exp(x/\lambda) + A2(t) \exp(-x/\lambda) + V_p, \quad (5a)$$

$$i(x, t) = -1/\lambda (A1(t) \exp(x/\lambda) - A2(t) \exp(-x/\lambda)),$$

$$\text{unde: } \lambda = \sqrt{r_{dx}/r_{sx}}; \quad \kappa = \sqrt{r_{dx}r_{sx}}; \quad (5b)$$

iar $A1(t)$ și $A2(t)$ se determină cu condițiile la limită :

$$\frac{dv(0, t)}{dt} = -R_1 \frac{di(0, t)}{dt} - \frac{1}{C1} i(0, t), \quad (6a)$$

$$\frac{dv(L, t)}{dt} = \frac{1}{C2} i(L, t) \quad (6b)$$

și condiția inițială de la momentul t_1 dată de relația (2).

Variația în timp a tensiunii pe linie este prezentată în figura 4.

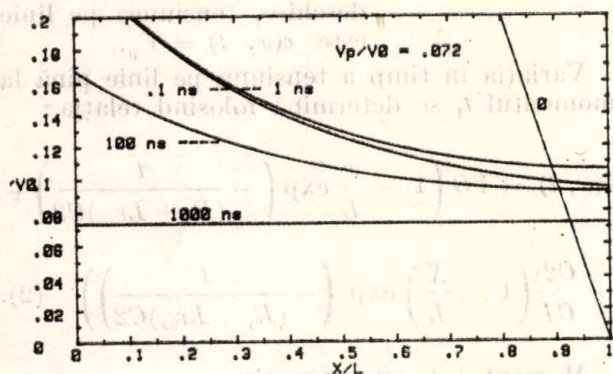


Fig. 4. Distribuția tensiunii pe rezistorul difuzat pentru diferite momente de timp.

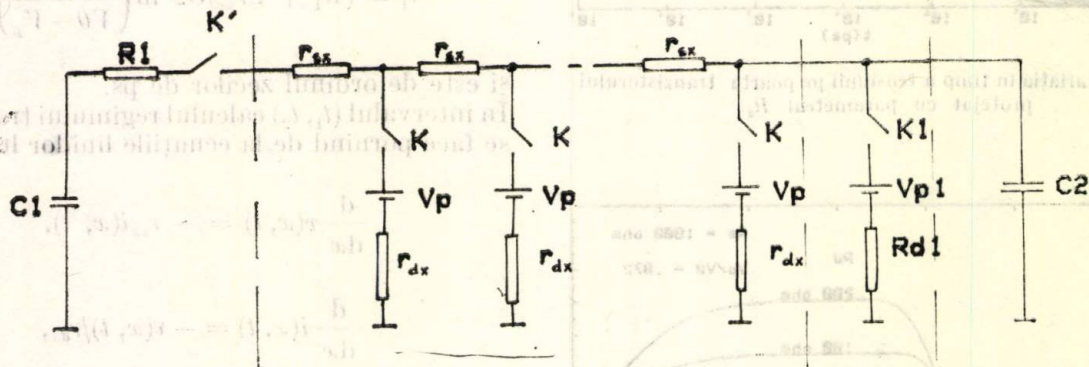


Fig. 5. Schema pentru studiul descărcării electrostatice în cazul protecției rezistor difuzat — dispozitiv cu prag coborât (diodă cu poartă, tranzistor cu oxid gros, tranzistor cu pătrundere).

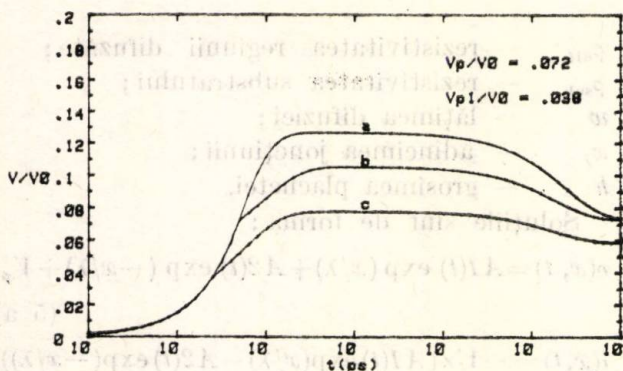


Fig. 6. Variația în timp a tensiunii pe poarta protejată pentru: a — protecția R_s, R_d ; b — rezistorul difuzat; c — rezistorul difuzat și dioda cu poartă.

Rezistorul difuzat prezintă dezavantajul unei tensiuni de prag ridicate. Din acest motiv el este cuplat cu un alt dispozitiv de protecție cu tensiune de prag mai coborâtă. Schema echivalentă a protecției obținute apare în figura 5.

Se presupune că structura rezistorului difuzat are aceeași evoluție în timp ca și în cazul precedent, cu modificarea momentului t_1 , la care se închid comutatoarele pe linie :

$$t'_1 = (R_1 + Lr_{sx})C2 \ln \left(\frac{VO}{VO - V_{p1}} \right) \quad (3')$$

și cu schimbarea condiției la limită pentru $x=L$:

$$\frac{dv(L, t)}{dt} = \frac{1}{C2} i(L, t) + \frac{1}{C2 R_{d1}} (v(L, t) - V_{p1}). \quad (6b')$$

În figura 6 sînt prezentate comparativ curbele de variație în timp a tensiunii pe poarta tranzistorului MOS pentru protecțiile: rezistență serie-rezistență dinamică (fig. 1), rezistență difuzată (fig. 3), rezistență difuzată-diodă cu poartă (fig. 5).

Se observă că rezistența difuzată oferă față de varianta rezistență serie-diodă avantajul atenuării exponențiale a tensiunii pe linie,

rezultînd într-o tensiune maximă pe poarta protejată mai mică. Varianta rezistență difuzată-diodă cu poartă reduce și mai mult valoarea V_{max} prin pragul mai coborît al diodei cu poartă.

Rezultatele prezentate pot fi folosite în proiectarea protecțiilor pentru circuitele MOS. În acest sens sînt trasate curbele de variație a maximului tensiunii pe poarta protejată în funcție de parametrii geometrici ai protecției, considerînd modelele din figurile 3 și 5 și parametrii tehnologici specifici microprocesorului 8080, (fig. 7). Din analiza curbelor se observă că varianta de protecție cu rezistor difuzat este dezavantajoasă datorită dimensiunilor mari necesare pentru obținerea unei atenuări satis-

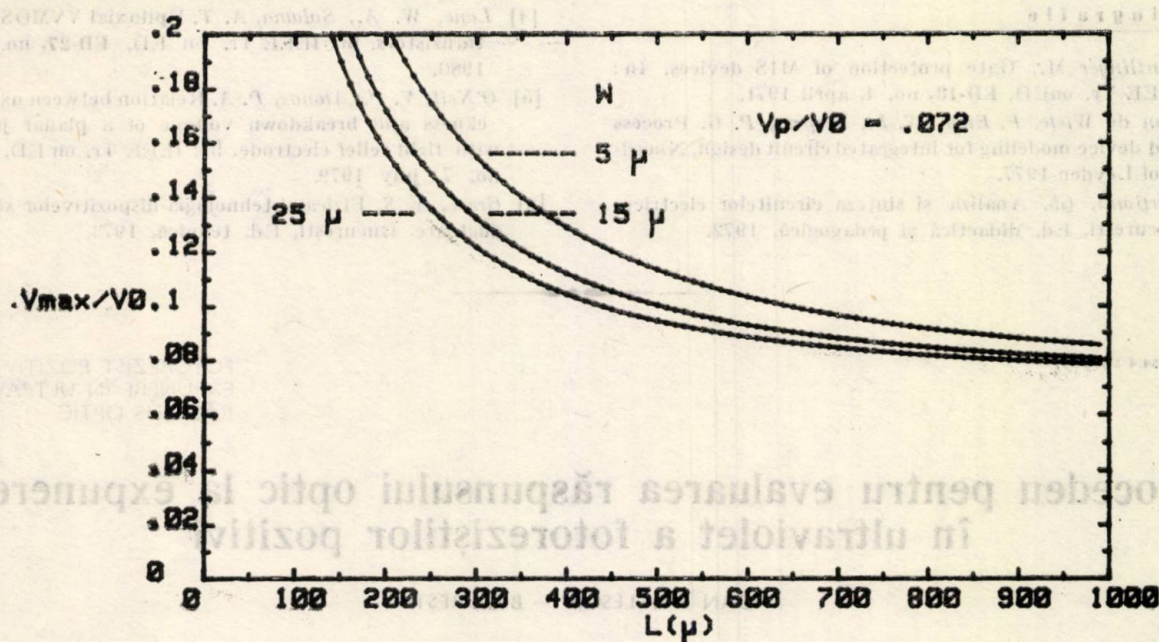


Fig. 7a. Dependenta maximului tensiunii pe poarta tranzistorului MOS de lungimea rezistorului difuzat pentru diferite valori ale lății acestuia (modelul din figura 3).

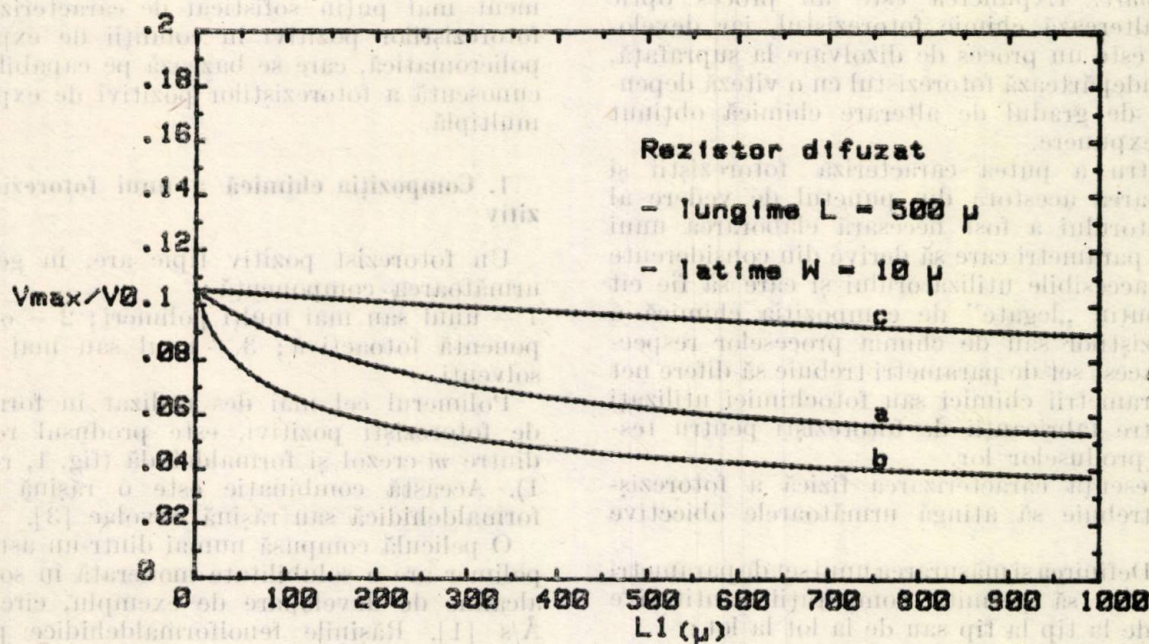


Fig. 7b. Dependenta maximului tensiunii pe poarta tranzistorului MOS de parametrul $L1$ al dispozitivului cu prag coborât (modelul din fig. 5); a — diodă cu poartă de lungime $L1$; b — tranzistorul cu oxid gros de lungime 5μ și lățime $L1$; c — tranzistorul cu pătrundere de lungime $L1$ și distanță între difuzii de 5μ .

făcătoare ($V_{max} = 0.1 V_0$), iar dintre variantele de protecție cu rezistor difuzat și dispozitiv cu prag coborât este optimă cea cu tranzistor cu oxid gros [5], [6]. Motivul pentru care este preferată dioda cu poartă este că în timp ce la aceasta scurgerea curentului se face între o difuzie și substrat, la tranzistorul cu oxid gros și la

cel cu pătrundere curentul se scurge între două difuzii, legarea la masă necesitând trasee de Al solide pentru evitarea electromigrării.

Lucrarea a prezentat o analiză a regimului tranzitoriu pentru diferite tipuri de protecție, având drept scop înțelegerea funcționării și optimizării proiectării acestora.

Bibliografie

- [1] Lenzlinger M., Gate protection of MIS devices. In: IEEE Tr. on ED, ED-18, no. 4, april 1971.
- [2] Van de Wiele, F. Engl, W. L., Jespers, P. G. Process and device modeling for integrated circuit design, Noordhof-Leyden-1977.
- [3] Cartianu, Gh. Analiza și sinteza circuitelor electrice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1972.
- [4] Lane, W. A., Salama, A. T. Epitaxial VVMOS power transistors. In: IEEE Tr. on ED, ED-27, no. 2, febr 1980.
- [5] O'Neil, V. P., Alonas, P. A. Relation between oxide thickness and breakdown voltage of a planar junction with field relief electrode. In: IEEE Tr. on ED, ED-26, no. 7, July 1979.
- [6] Grove, A. S. Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare. București, Ed. tehnică, 1973.

CZ 621.384.4 : 535.247

FOTOREZIST POZITIV
EXPUNERE ÎN ULTRAVIOLET
RĂSPUNS OPTIC

Procedeu pentru evaluarea răspunsului optic la expunerea în ultraviolet a fotoreziștilor pozitivi

IOAN PAVELESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Procesarea fotoreziștilor poate fi convențional separată în două etape distincte: *expunere* și *developare*. Expunerea este un proces optic care alterează chimic fotorezistul, iar dezvoltarea este un proces de dizolvare la suprafață, care îndepărtează fotorezistul cu o viteză dependentă de gradul de alterare chimică obținut prin expunere.

Pentru a putea caracteriza fotoreziștii și procesarea acestora din punctul de vedere al utilizatorului a fost necesară elaborarea unui set de parametri care să derive din considerente fizice accesibile utilizatorului și care să fie cât mai puțin „legate” de compoziția chimică a fotoreziștilor sau de chimia proceselor respective. Acest set de parametri trebuie să difere net de parametrii chimici sau fotochimici utilizați de către fabricanții de fotoreziști pentru testarea produselor lor.

În esență caracterizarea fizică a fotoreziștilor trebuie să atingă următoarele obiective [1]:

1. Definirea și măsurarea unui set de parametri care să permită comparații cantitative de la tip la tip sau de la lot la lot;
2. Definirea acestor parametri într-o manieră compatibilă cu utilizarea lor în modelele de simulare a formării imaginilor în fotoreziști;
3. Îmbunătățirea și optimizarea proceselor tehnologice.

În lucrările [1–2] Dill, Hornberger, Hauge și Shaw pun la punct un model de caracterizare fizică a fotoreziștilor pozitivi și elaborează un procedeu complet automatizat de măsură și

determinare a răspunsului optic la expunerea în lumină monocromatică a fotoreziștilor pozitivi și a răspunsului la dezvoltare.

În lucrarea de față se presupune un experiment mai puțin sofisticat de caracterizare a fotoreziștilor pozitivi în condiții de expunere policromatică, care se bazează pe capabilitatea cunoscută a fotoreziștilor pozitivi de expunere multiplă.

1. Compoziția chimică a unui fotorezist pozitiv

Un fotorezist pozitiv tipic are, în general, următoarea componență:

1 — unul sau mai mulți polimeri; 2 — o componentă fotoactivă; 3 — unul sau mai mulți solvenți.

Polimerul cel mai des utilizat în formulele de fotoreziști pozitivi, este produsul reacției dintre *m*-crezol și formaldehidă (fig. 1, reacția 1). Această combinație este o rășină fenol-formaldehidică sau rășină novolac [3].

O peliculă compusă numai dintr-un astfel de polimer are o solubilitate moderată în soluțiile alcaline de dezvoltare de exemplu, circa 150 Å/s [1]. Rășinile fenolformaldehidice pot fi sensibilizate la radiația ultravioletă prin combinația cu o componentă fotoactivă de tipul diazonaftochinonă (reacția 2). În prezența acestei componente fotoactive, care este în mod tipic prezentă în peliculă în proporție de 25–30 % în greutate, rata de dizolvare a peliculei neexpuse este redusă în domeniul 1–2 Å/s. Din acest motiv componenta fotoactivă mai este întâlnită în literatură și sub denumirea de inhibitor, tocmai pentru a evidenția rolul funcțional al acesteia. Sub influența luminii, diazonaftochinona grefată pe rășina fenol-formaldehidică suferă o descompunere fotolitică rea-

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

ranjindu-se sub forma unei ceto-carbene, cu degajare de azot (reacția 3).

Ceto-carbena, avînd o durată de viață foarte scurtă se rearanjează imediat după formare într-o structură mult mai stabilă: cetena (reac-

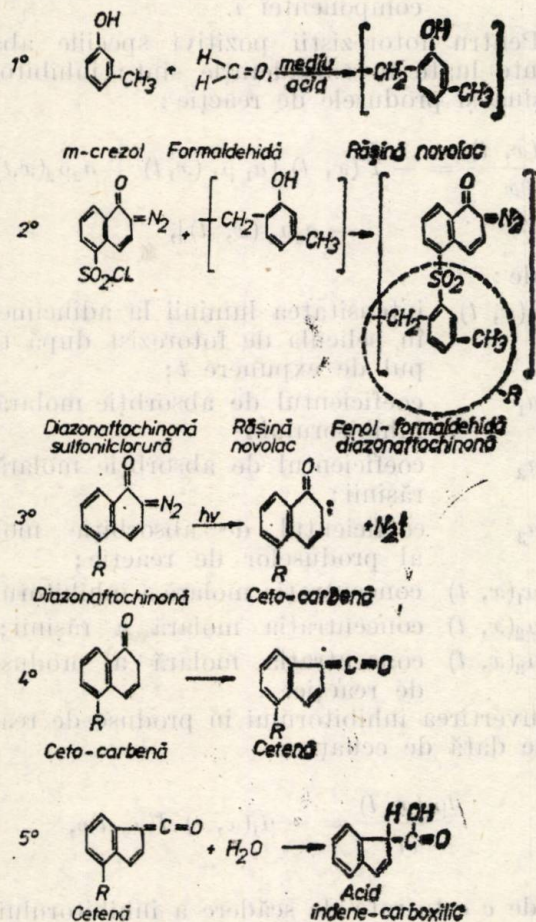


Fig. 1. Reacții tipice de proces pentru un fotorezist pozitiv.

ția 4). Compusul cetenă, fiind foarte higroscopic, reacționează imediat cu apa formînd acidul indene-carboxilic (reacția 5). Acidul indene-carboxilic este produsul final dorit atunci cînd fotopolimerii pentru sisteme pozitive de lucru sînt expuși la lumină. Acidul indene-carboxilic este solubil în soluțiile obișnuite de dezvoltare, în timp ce diazonaftochinona este practic insolubilă în condiții standard de dezvoltare dacă nu a fost expusă la lumină. Prin urmare energia luminoasă (în domeniul de lungimi de undă de la 3000 la 4500 Å) distruge componenta fotoactivă (proporțional cu energia absorbită), avînd drept rezultat o creștere a ratei de dizolvare a peliculei expuse la valori între 1 000 și 2 000 Å/s în soluțiile alcaline de dezvoltare.

Un fotorezist pozitiv care conține numai un singur polimer va trebui să aibă acest polimer astfel construit încît să înglobeze toate proprietățile necesare pentru procesare. Dacă este

necesară sporirea capacităților fotorezistului un al doilea polimer poate fi utilizat pentru a substitui lipsa anumitor caracteristici ale primului polimer. Este posibil ca prin utilizarea celui de-al doilea polimer să se reducă unele caracteristici nedorite și să se îmbunătățească caracteristicile utile și latitudinea de procesare [3]. De exemplu, este deja cunoscut faptul că fotoreziștii produși de firma KODAK (Kodak 809) se deosebesc esențial de cei fabricați de HUNT CHEMICAL Co. (HPR 104, LSI — 295), SHIPLEY COMPANY (Seria AZ 1350, AZ 1370, AZ 2400, AZ 111), POLICHROME CORP., sau comercializați de MICRO IMAGE TECHNOLOGY (IC 528, SR 30). În primul rînd, fotorezistul pozitiv Kodak 809 are rășina fenol-formaldehidică și inhibitorul diazidă în aceeași moleculă, pe cînd la toți ceilalți fotoreziști acestea reprezintă două componente separate. De asemenea, în formula fotorezistului Kodak 809 este incorporat un copolimer acrilic [4], care lipsește din compoziția celorlalți fotoreziști.

Acestea sînt, în esență, elementele cunoscute relativ la compoziția chimică a fotoreziștilor pozitivi. Astfel se explică necesitatea elaborării unor modele fizice de caracterizare a fotoreziștilor care, pe de o parte să fie cît mai puțin dependente de chimia proceselor implicate, iar pe de altă parte, să permită determinarea profilului imaginii rezultate prin expunerea și dezvoltarea unei pelicule de fotorezist.

2. Modelul DILL — HORNBERGER — HAUGE — SHAW pentru evaluarea răspunsului optic la expunere în ultraviolet a fotoreziștilor pozitivi

Modelul elaborat de Dill, Hornberger, Hauge și Shaw [1, 2], prescurtat modelul DHHS, are la bază faptul că absorbția luminii într-un strat de fotorezist descrește pe măsură ce componenta fotoactivă este distrusă, descreșterea fiind localizată în zona de expunere. Modelul DHHS ajunge la concluzia că această comportare poate fi caracterizată printr-un set de trei parametri: doi parametri de absorbție A și B și un parametru de sensibilitate optică C . Parametrii A și B reprezintă termenii dependent și, respectiv independent de expunere ai constantei de absorbție a fotorezistului, $\alpha = AM + B$, unde M este fracțiunea din concentrația inițială de inhibitor nealterată în timpul expunerii. Modelul DHHS este fundamentat pe următoarele ipoteze și considerații experimentale:

1. Modelul de caracterizare elaborat este valabil numai pentru fotoreziștii pozitivi de tipul celor descriși în capitolul 1.

2. Stratul de fotorezist, după aplicarea pe substrat și uscarea este un mediu izotrop cu următoarele proprietăți:

— grosime uniformă (nu prezintă trepte sau alte variații de grosime);

— nu este tensionat și nu prezintă o orientare specifică a polimerului;

— uniform din punct de vedere chimic (nu prezintă segregarea componentelor sau gradienti de concentrație de solvent).

3. Absorbția de energie luminoasă în stratul de fotorezist este descrisă de legea Lambert-Beer;

$$I/I_0 = \exp(-a x \mu), \quad (1)$$

unde:

I_0 este intensitatea luminii incidente care cade pe mediul absorbant;

I — intensitatea luminii în film la adâncimea x ;

A — coeficientul de absorbție;

μ — concentrația molară a speciei absorbante.

4. Rata de distrugere a inhibitorului este proporțională cu intensitatea locală de expunere. Aceasta implică reciprocitatea expunerii (efectele expunerii depinzând de energia de expunere), astfel încât intensitatea și timpul pot fi inter schimbate (ca parametri de expunere).

5. Pentru a elimina producerea de unde staționare prin interferența dintre fasciculul incident și cel reflectat de interfața fotorezist-substrat este necesară utilizarea ca substrat pentru pelicula de fotorezist a unei sticle optice speciale cu un indice de refracție cit mai apropiat de cel al fotorezistului. În acest caz, reflectanța R , a cărei expresie este dată de relația:

$$R = \frac{n_g - n_r + i k_r}{n_g + n_r + i k_r}, \quad (2)$$

(unde n_g și n_r sînt părțile reale ale indicilor de refracție ai sticlei și respectiv, fotorezistului, iar k_r este coeficientul de extincție al fotorezistului) va fi aproape nulă la interfața fotorezist-substrat, întrucît $k_r \ll 1$. Pentru interfața sticlă-aer (fig. 2) reflectanța va fi:

$$R = \frac{n_g - 1}{n_g + 1}, \quad (3)$$

ceea ce reprezintă aproximativ 7% pentru o sticlă optică foarte bună. Reflectanța la interfața sticlă-aer poate fi redusă sub 1% în cazul unei acoperiri antireflectante cu MgF_2 .

Avînd în vedere aceste ipoteze și considerații experimentale se poate utiliza legea Lambert-Beer pentru caracterizarea optică a unui strat de fotorezist pozitiv depus pe un substrat care să nu permită reflexii nedorite:

$$\frac{dI}{dx} = -I \sum a_i \mu_i, \quad (4)$$

unde:

I este intensitatea luminii la distanța x de interfața aer-rezist;

a_i — concentrația molară a componentei i ;

μ_i — coeficientul de absorbție molară a componentei i .

Pentru fotorezistii pozitivi speciile absorbante luate în considerație sînt: inhibitorul, rășina și produsele de reacție:

$$\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -I(x, t) [a_1 \mu_1(x, t) + a_2 \mu_2(x, t) + a_3 \mu_3(x, t)], \quad (5)$$

unde:

$I(x, t)$ intensitatea luminii la adâncimea x în pelicula de fotorezist după timpul de expunere t ;

a_1 — coeficientul de absorbție molară al inhibitorului;

a_2 — coeficientul de absorbție molară al rășinii;

a_3 — coeficientul de absorbție molară al produselor de reacție;

$\mu_1(x, t)$ concentrația molară a inhibitorului;

$\mu_2(x, t)$ concentrația molară a rășinii;

$\mu_3(x, t)$ concentrația molară a produselor de reacție.

Convertirea inhibitorului în produse de reacție este dată de ecuația:

$$\frac{\partial \mu_1(x, t)}{\partial t} = -\mu_1(x, t) I(x, t) c, \quad (6)$$

unde c este rata de scădere a inhibitorului pe unitatea de intensitate.

Ținînd seama de ipoteza că stratul de fotorezist are o compoziție chimică izotropă (uniformitatea inițială a inhibitorului, rășina nealterată și uniform distribuită) și presupunînd intensitatea lămpii de expunere constantă se poate scrie:

$$I(0, t) = I_0 = \text{constant}, \quad (7)$$

$$\mu_1(x, 0) = \mu_{10}, \quad (8)$$

$$\mu_2(x, t) = \mu_2(x, 0) = \mu_{20}, \quad (9)$$

$$\mu_3(x, t) = \mu_{10} - \mu_1(x, t). \quad (10)$$

Substituind expresiile (7) — (10) în ecuația (5) rezultă:

$$\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -I(x, t) [\mu_1(x, t) (a_1 - a_3) + a_2 \mu_{20} + a_3 \mu_{10}]. \quad (11)$$

În cele ce urmează se vor utiliza următoarele relații normalizate :

$$M(x, t) = \frac{\mu_1(x, t)}{\mu_{10}} \quad (12)$$

$$T(x, t) = \frac{I(x, t)}{I_0} \quad (13)$$

și notînd :

$$A = (a_1 - a_3) \mu_{10}, \quad (14)$$

$$B = a_2 \mu_{20} + a_3 \mu_{10}, \quad (15)$$

$$C = c \cdot I_0, \quad (16)$$

ecuațiile (6) și (11) devin :

$$\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -I(x, t) [A M(x, t) + B], \quad (17)$$

$$\frac{\partial M(x, t)}{\partial t} = -T(x, t) M(x, t) C, \quad (18)$$

cu următoarele condiții inițiale (înainte de expunere) :

$$M(x, 0) = 1, \quad (19)$$

$$I(x, 0) = I_0 \exp [-(A + B)x] \quad (20)$$

și condiții la limită (interfața rezist-aer) :

$$I(0, t) = I_0, \quad (21)$$

$$M(0, t) = \exp (-Ct). \quad (22)$$

Transmitanța internă la adîncimea x în pelicula de fotorezist depusă pe un substrat optic împerecheat (cu același indice de refracție cu al fotorezistului) rezultă din ecuația (17).

$$T(x, t) = \exp [-\{A M(x, t) + B\}x]. \quad (23)$$

Pentru un film neexpus aceasta se reduce la :

$$T(d, 0) = \exp [-(A + B)d] = T(0), \quad (24)$$

iar pentru o peliculă expusă complet :

$$T(\infty) = \exp (-Bd) = T(\infty), \quad (25)$$

unde d este grosimea peliculei de fotorezist (fig. 2).

Variația în timp a transmitanței este dată de :

$$\frac{\partial T(x, t)}{\partial t} = -T(x, t) \frac{\partial}{\partial t} \left[\int_0^x \{A M(x, t) + B\} dx \right], \quad (26)$$

sau :

$$\frac{\partial T(x, t)}{\partial t} = -T(x, t) A \int_0^x \frac{\partial M(x, t)}{\partial t} dx. \quad (27)$$

Pentru $t = 0$ din ecuațiile (18) și (20) rezultă :

$$\frac{\partial M(x, 0)}{\partial t} = -C \exp [-(A + B)x], \quad (28)$$

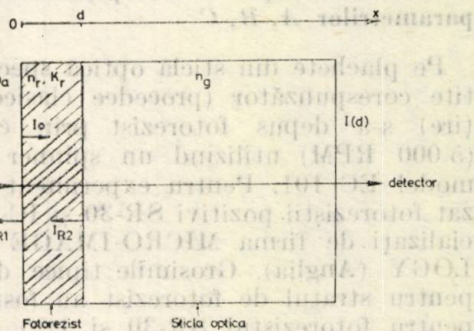


Fig. 2. Sistem utilizat pentru expunere.

astfel încît variația inițială a transmitanței pentru un strat de fotorezist de grosime d devine :

$$\frac{dT(0)}{dt} = T(0) \cdot A \cdot \int_0^d C \exp [-(A + B)x] dx, \quad (29)$$

sau :

$$dT(0)/dt = T(0)[1 - T(0)]AC/(A + B). \quad (30)$$

Ecuațiile (24), (25) și (30) permit determinarea parametrilor A , B , C în funcție numai de transmitanța stratului de fotorezist înainte

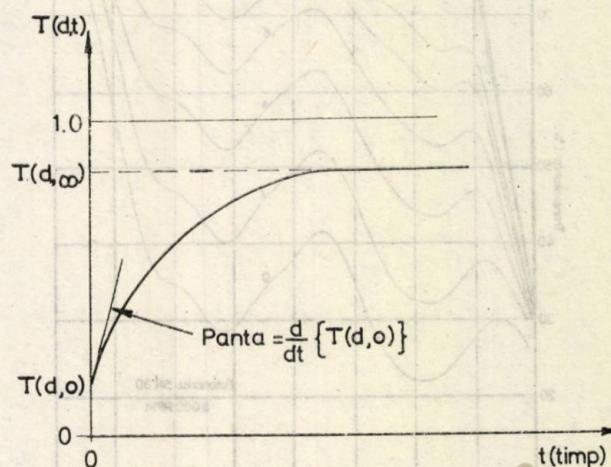


Fig. 3. Variația tipică a transmitanței în funcție de timpul de expunere pentru un fotorezist pozitiv.

și după expunerea completă a fotorezistului și de panta $dT(0)/dt$:

$$A = (1/d) \ln [T(\infty)/T(0)], \quad (31)$$

$$B = (1/d) \ln [1/T(\infty)], \quad (32)$$

$$C = \left(1 + \frac{B}{A}\right) \cdot \frac{1}{T(0)} \cdot \frac{1}{1 - T(0)} \cdot \frac{dT(0)}{dt} \quad (33)$$

O curbă tipică de transmisie este redată schematic în figura 3.

3. Procedeu experimental pentru determinarea parametrilor A , B , C

Pe plachete din sticlă optică specială pregătite corespunzător (procedee clasice de curățire) s-a depus fotorezist prin centrifugare (5 000 RPM) utilizând un spinner Headway, model EC 101. Pentru experiment s-au utilizat fotoreziștii pozitivi SR-30 și IC-528 comercializați de firma MICRO-IMAGE TECHNOLOGY (Anglia). Grosimile tipice determinate pentru stratul de fotorezist au fost de $1 \mu\text{m}$ pentru fotorezistul SR-30 și $1,25 \mu\text{m}$ pentru IC 528. Pentru a preveni degradarea termică a componentei fotoactive plachetele depuse cu fotorezist au fost uscate la 70°C timp de o oră. După răcirea la temperatura camerei, cu ajutorul unui spectrofotometru Perkin-Elmer, model 550-S și a înregistratorului model 561 s-a ridicat spectrul de transmisie al stratului

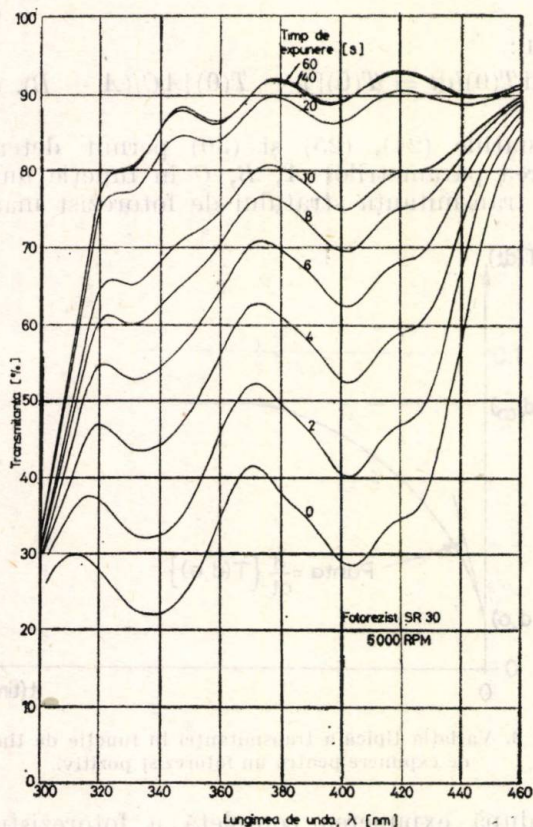


Fig. 4. Spectru de transmisie pentru fotorezistul SR-30. Parametru: timpul de expunere.

depus de fotorezist (curba „timp expunere 0 sec” din fig. 4), în domeniul de lungimi de undă de la 300 la 460 nm. Spectrofotometrul utilizat lucrează într-un regim de intensitate suficient de scăzut pentru a nu produce o foto-degradare măsurabilă a inhibitorului. Pentru a elimina perturbațiile introduse de suport, măsurările au fost făcute cu o plachetă de sticlă duplicat, neacoperită cu fotorezist („blank”). Plachetele depuse cu fotorezist au fost expuse

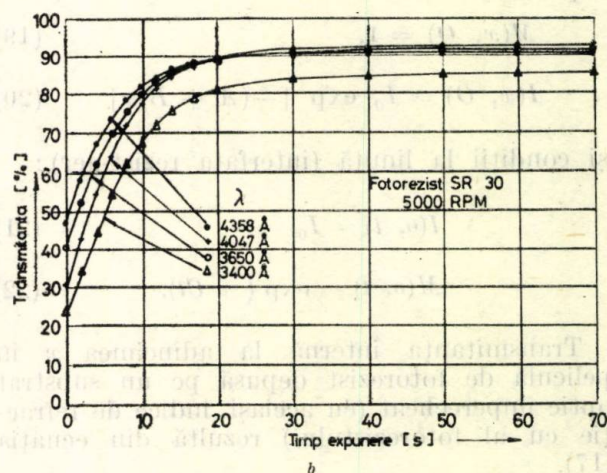
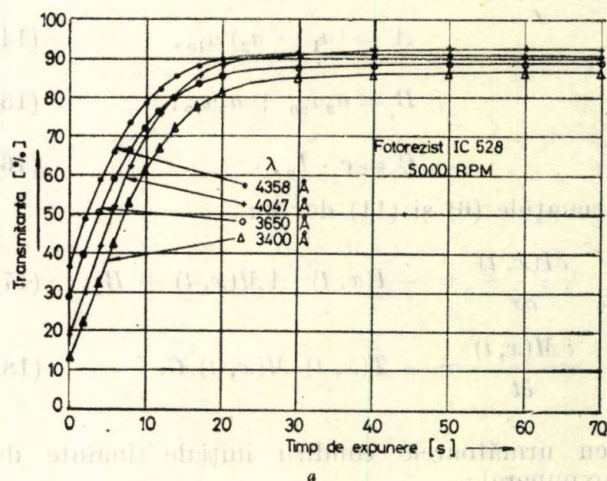


Fig. 5. Curbele de variație a transitanței în funcție de timpul de expunere având ca parametru lungimea de undă: a - fotorezist IC 528; b - fotorezist SR-30.

apoi la o sursă de radiații ultraviolete cu ajutorul instalației de aliniere-expunere Canon PPC-210. Expunerea s-a făcut în trepte de 2 s în intervalul 0–20 s și de 10 s în intervalul 20–60 s. După fiecare expunere a fost ridicat spectrul de transmisie în condițiile arătate mai sus. Spectrul de transmisie în domeniul de lungimi de undă 300–460 nm, având timpul de expunere ca parametru, este redat în figura 4 pentru fotorezistul SR-30. Cu aceste determinări se deduc apoi cu ușurință variațiile transitanță-timp de expunere, care, pentru fotoreziștii utilizați în această analiză, sînt prezentate în figura 5 a și b. Valorile tipice determi-

nate pentru parametrii A , B , C sint prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Parametrii A , B , C

Fotorezist	Lungime de undă [Å]	A [μm^{-1}]	B [μm^{-1}]	C [s^{-1}]
IC — 528	4 358	0,741	0,063	0,285
	4 047	1,270	0,059	0,381
	3 650	0,890	0,094	0,286
	3 400	1,476	0,114	0,410
SR — 30	4 358	0,657	0,090	0,257
	4 047	1,118	0,073	0,322
	3 650	0,801	0,086	0,153
	3 400	1,299	0,153	0,343

4. Concluzii

În lucrare s-a determinat setul de parametri A , B , C pentru fotoreziști pozitivi SR-30 și IC-528 (MIT) care caracterizează optic răspunsul fotoreziștilor la expunere în ultraviolet. Determinările s-au făcut în condiții de expunere policromatică în cadrul unui aranjament experimental mai puțin sofisticat decât cel prezentat în literatură [1, 2] și care se află la îndemina oricărui utilizator de fotoreziști. Se estimează că în condiții de lucru corespunzătoare și cu maximum de acuratețe experimen-

tală eroarea în determinarea parametrilor A , B , C nu poate fi mai mare de 10 %.

Setul de parametri A , B , C , completat cu determinarea răspunsului fotoreziștilor la dezvoltare este foarte util în îmbunătățirea și optimizarea proceselor fotolitografice, permițând în același timp modelarea fotoreziștilor pentru simularea formării imaginilor [5–6].

Bibliografie

- [1] Hornberger, W. A., Hauge, P. S., Shaw, J. M. și Dill, F. H. The characterisation of positive photoresists. In: INTERFACE' 74. Proc. Kodak Microelectronics Seminar, San Diego, California, Oct., 1974, p.44–54; Eastman Kodak Publication.
- [2] Dill, F. H., Hornberger, W. P., Hauge, P. S. și Shaw, J. M. Characterisation of positive photoresists. In: IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. E-D-22, No. 7, 1975, p. 445–452.
- [3] Streiter, J. C. The chemical behaviour of positive working systems. In: INTERFACE' 7 Proc. Kodak Microelectronics Seminar, Monterey, California, 1976, p. 116; Eastman Kodak Publication No. G-47.
- [4] Deckert, C. A. și Peters, D. A. Processing latitude in photoresists patterning. In: Solid State Technology, Ianuarie 1980.
- [5] Dill, F. H., Tuttle, J. A., Neureuther, A. R. Modelling positive photoresists. In: INTERFACE' 7. Proc. Kodak Microelectronics Seminar, San Diego, California, Oct. 1974, p. 24–31; Eastman Kodak Publication.
- [6] Dill, F. H., Neureuther, A. R., Tuttle, J. A., Walker, E. J. Modelling projection printing of positive photoresists. In: IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-22, No. 7, 1975, p. 456–464.

CZ 621.793

METALIZARE CU ALUMINIU
BARIER
STRESS ELECTRIC ȘI TERMIC

Modificări ale structurii și proprietăților contactelor Al/Si prin tratament termic și funcționare la curenți și temperaturi mari

PETRU ALEXANDRU DAN, GHEORGHE BREZEANU, DAN DASCĂLU, GRIGORE POPOVICI,
ADRIAN VERON, ALEXANDRU POPA* — BUCUREȘTI

Introducere

Ansamblul de fenomene fizice și chimice care au loc în sistemul Al/SiO₂/Si în timpul fabricării dispozitivelor planare determină o geometrie neuniformă a contactului Al/Si [1] și proprietăți electrice sensibile la parametri tehnologici. Astfel, în timpul tratamentului termic postmetalizare (sinterizare) au loc dizolvarea și difuzia Si în pelicula de Al, procese puternic dependente de condițiile de tratament, de structura peliculei metalice, de forma și dimensiunile contactului [1–3]. Modificarea

contactului poate avea loc și în timpul funcționării la densități mari de curent și temperaturi ridicate. Dizolvarea Si în Al, de pildă, continuă. Ea este asistată de electromigrarea Si în pelicula de Al. Acesta este un mecanism de distrugere al dispozitivelor cu geometrii superficiale [2].

Deși în literatură există multă informație legată de contactul Al/Si, nu apar referiri privind relațiile cantitative între proprietățile electrice și parametri tehnologici. Autorii au studiat tocmai din acest punct de vedere atit contactele ohmice [4], cit și pe cele redresoare [5,6]. În lucrarea de față se comunică rezultatele unor noi experiențe. Pentru prima oară se

* CCSITS; IPB; IFTAR — București.

face un studiu comparativ al contactelor realizate prin două procedee de depunere diferite: evaporarea din filament încălzit și respectiv cu tun electronic. Nou este și studiul modificării contactelor Al/Si la densități foarte mari de curent și diferite temperaturi ale mediului ambiant.

1. Prepararea probelor, obținerea și prelucrarea datelor

S-au investigat exclusiv contacte redresoare care oferă o cantitate de informație mult mai mare decât cele ohmice. Pentru experimentări s-a utilizat o structură specială de test care conține 8 contacte circulare cu diametre între 10 și 250 μm , cu expandare și trasee peste oxid [4–6]. Structurile au fost fabricate în tehnologia planar-epitaxială standard și au fost montate în capsule metalice de circuit integrat. S-au utilizat de asemenea și contacte de 1 mm diametru, fără expandare.

Rezistivitatea stratului epitaxial este de 1,5 $\Omega\text{ cm}$. Pelicula de Al are 1,2 μm grosime și este depusă prin două procedee: a – evaporare în vid, la o presiune de 4.10^{-6} torr, din filament încălzit, cu o rată de circa 70 $\text{\AA/s}$, pe substrat rece, curățat chimic; b – evaporare cu tun electronic cu o rată de 35 $\text{\AA/s}$, la o presiune de 3.10^{-7} torr, pe substrat încălzit la 100°C și curățat anterior chimic și prin descărcarea în gaz. În ambele situații s-au făcut tratamente post-metalizare în azot hidrogenat, la temperaturile de 450, 470, 490, 510, 530 și 550°C, cu o durată de 7 minute și răcire relativ rapidă (50°C/min).

Caracteristicile directe $I_F - V_F$ s-au determinat cu un generator de curent PM 6509 și un multimetru digital PM 2527. Caracteristicile capacitate-tensiune $C - V_R$ s-au măsurat cu o punte digitală Bontoon (72 BD). Pentru caracteristicile inverse $I_R - V_R$ s-a utilizat caracterograful Tektronix 576. Caracteristicile $\log I_F - V_F$ și $C^2 - V_R$ au fost prelucrate cu metoda celor mai mici pătrate. Foarte puține date experimentale au fost rejectate datorită nepotrivirii cu legea teoretică.

Probele au fost inspectate la microscopul electronic de baleiaj. Pelicula de Al a fost îndepărtată în acid ortofosforic fierbinte, iar SiO_2 în acid fluorhidric.

2. Caracteristicile electrice ale contactelor depuse prin metode diferite

Caracteristicile directe ($I_F - V_F$) măsurate, au indicat pentru toate structurile experimentate, o variație exponențială, pe minimum trei decade, a curentului cu tensiunea. Reprezentarea caracteristicii la scară semilogaritmică ($\ln I_F - V_F$) a permis determinarea barierei efective ($e\Phi_{Bo}$) și a factorului de idealitate n , [5,6].

Figurile 1 și 2 arată variația barierei și factorului de idealitate astfel obținute, cu tempe-

ratura tratamentului postmetalizare (T_{trat}). S-au selectat date corespunzătoare contactelor de 250 μm la care efectele laterale au o pondere redusă [5,6].

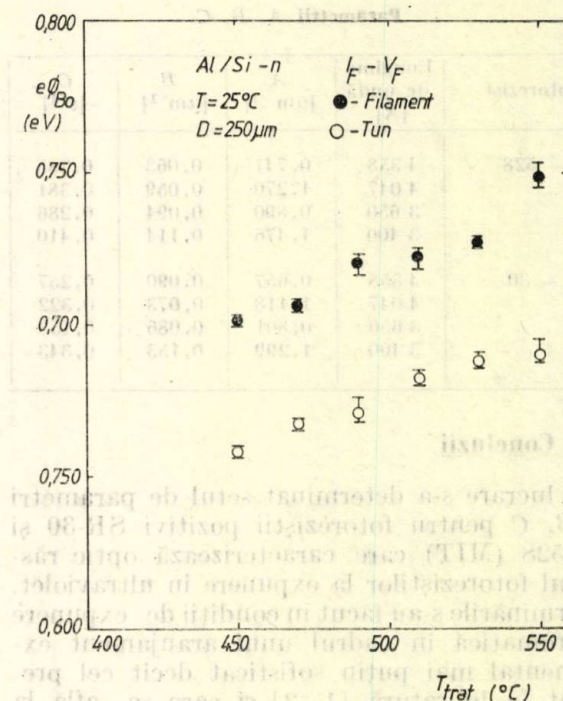


Fig. 1. Variația barierei (determinată prin metoda caracteristicilor directe) cu temperatura tratamentului postmetalizare pentru contacte Al/Si-n depuse prin două metode diferite.

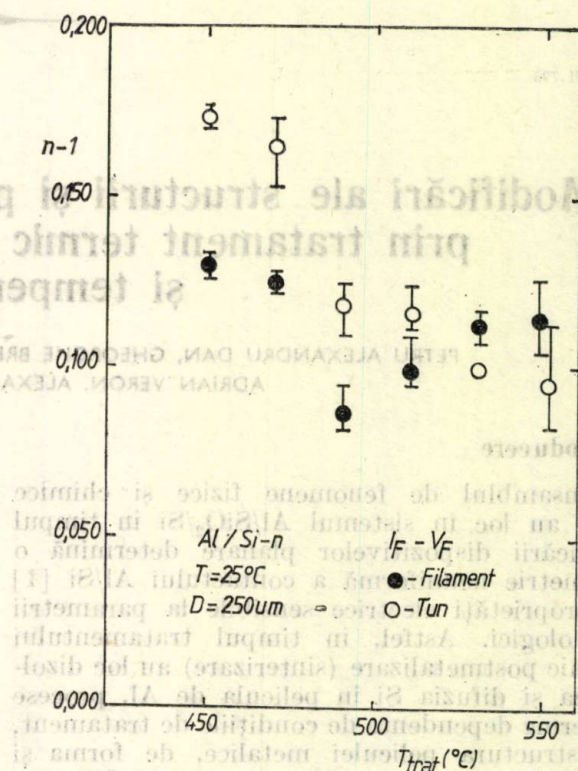


Fig. 2. Factorul de idealitate în funcție de temperatura de sinterizare pentru contacte obținute din filament încălzit și respectiv cu tun electronic.

În figura 3 se prezintă modul de variație al barierei cu sinterizarea pentru contacte de 1 mm diametru. Absența, în cazul acestor structuri, a expandării metalice peste oxid creează posibilitatea evaluării barierei atât din curbele $I_F - V_F$ (reprezentare prin cercuri pe fig. 3)

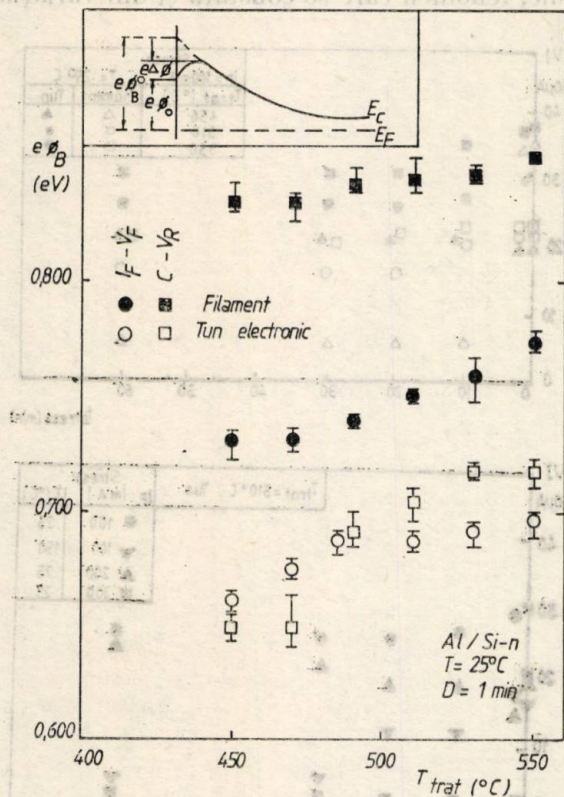


Fig. 3. Dependența barierei (obținută cu metoda $I_F - V_F$ și respectiv $C - V_R$) de temperatura de sinterizare pentru structuri Al/Si-n depuse prin două tehnici diferite. În medalion se prezintă diagrama de benzi a unui contact metal-semiconductor cu strat de suprafață.

cit și din caracteristicile $C - V_R$ (simbolizate cu patrate în fig. 3).

Determinările din figurile 1–3 au la bază măsurători pe minimum cinci structuri de același tip. Pe figuri se indică, cu bare verticale, dispersia de la o structură la alta și prin simboluri media aritmetică a rezultatelor.

Bariera și factorul de idealitate depind de temperatura tratamentului postmetalizare. La temperaturi relativ reduse ($T_{trat} < 500^\circ\text{C}$) indiferent de metoda de depunere a Al, bariera (obținută prin ambele metode) crește cu T_{trat} , iar factorul de idealitate scade. Aceste variații au la origine pelicula de oxid nativ crescut în fereastra de contact înaintea evaporării metalice. Căderea de tensiune pe oxid și sarcinile pozitive din stratul de oxid conduc la micșorarea barierei și creșterea lui n [5–7]. Cu intensificarea tratamentului oxidul și implicit sarcinile pozitive se reduce, ceea ce explică sensul de variație al barierei și factorului de idealitate.

Pentru $T_{trat} > 500^\circ\text{C}$, la structurile la care depunerea de Al s-a făcut cu tunul electronic, valorile barierei și ale factorului de idealitate sînt $e\phi_{B0} = 0,690 \pm 0,01$ eV și $n = 1,1 \pm 0,01$ indiferent de temperatura de tratament. Din curbele capacitate–tensiune au rezultat bariere cu valori foarte apropiate, figura 3 (diferența de circa 20 meV dintre seturile de valori obținute cu cele două metode se explică prin efectul forței imagine [7]). De remarcat este coincidența cu rezultatele obținute de Yu și Mead [8] tot pe contacte depuse cu tun electronic și tratate la o temperatură neprecizată (400–500°C).

Evaporarea din filament încălzit conduce la rezultate sensibil diferite. Cu intensificarea sinterizării ($T_{trat} > 500^\circ\text{C}$) bariera și factorul de idealitate cresc. Se constată diferențe apreciabile între valorile barierei obținute din $C - V_R$ și respectiv $I_F - V_F$. Toate acestea sînt puse pe seama stratului de suprafață p^+ care apare numai în cazul structurilor cu Al depus din filament [7]. În timpul tratamentului post-metalizare locul atomilor de Si care difuzează în pelicula metalică este luat de atomi de Al care dopeză superficial semiconductorul.

În cazul structurilor cu $D = 1$ mm, la care metalul este prezent numai în fereastra de contact, se apreciază că stratul p^+ este uniform pe toată aria de contact. Aceasta permite dezvoltarea unui model unidimensional al stratului de suprafață [7]. Se presupune pentru densitatea de sarcină spațială o expresie de forma:

$$\rho(x) = eN_A \exp\left(-\frac{x}{x_A}\right) + eN_D \quad (1)$$

Prin urmare, distribuția atomilor în stratul p^+ este considerată de tip exponențial, așa după cum sugerează rezultatele spectroscopiei Auger [9, 10] (N_D este doparea de volum a semiconductorului).

În prezența stratului de suprafață bariera efectivă crește cu cantitatea $e(\Delta\Phi)$ față de valoarea de referință $e\phi_0 = 0,610$ eV [11], corespunzătoare contactului intim pe Si clivat în vid. Mărimea $(\Delta\Phi)$ crește cu parametrii stratului p^+ (N_A , x_A) [7].

Cu metoda $C - V_R$ se obține o barieră aparentă ($e\phi_B^0$) legată de $e\phi_0$ prin relația:

$$e\phi_B^0 = e\phi_0 + \frac{e^2 N_A}{\epsilon} x_A^2 \quad (2)$$

ceea ce corespunde unei variații parabolice a energiei potențiale în toată regiunea de barieră (v. medalionul din fig. 3).

Folosind valorile experimentale ale barierei, lor $e\phi_{B0}$ și $e\phi_B^0$ (fig. 3, pentru $T_{trat} > 500^\circ\text{C}$; simbolurile pline) se pot determina parametrii

stratului de suprafață la diferite temperaturi de tratament. Se obțin, $N_A = 8 \cdot 10^{17} - 2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ și $x_A = 90 - 140 \text{ \AA}$, valori confirmate de investigații folosind spectroscopia Auger [9, 10] mult mai plauzibile decât cele comunicate anterior [12, 13].

3. Modificări ale interfeței la curenți mari și temperaturi de lucru ridicate

Măsurătorile la curenți mari (peste 1 mA) s-au făcut în impulsuri pe contacte de $10 \text{ }\mu\text{m}$ diametru, pentru a atinge densități de curent în direct de sute de kA/cm^2 (deci mult mai mari

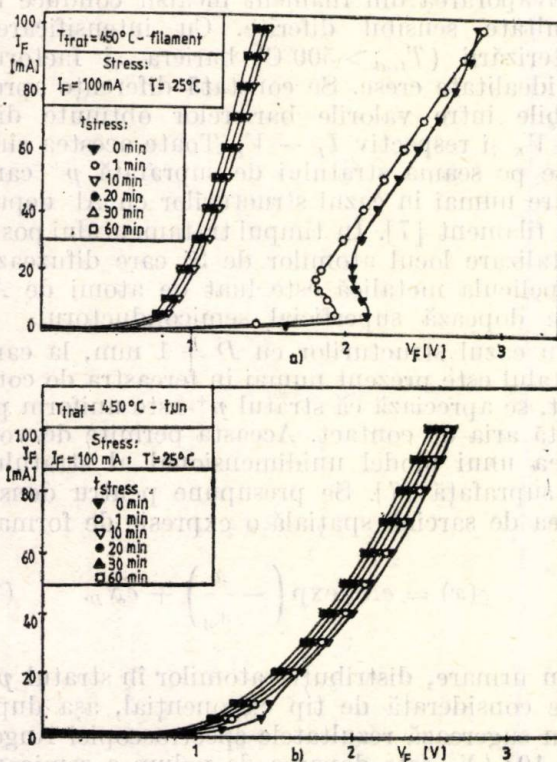


Fig. 4. Modificări ale caracteristicii $I_F - V_F$ la curenți mari, pentru contacte Al/Si depuse prin două metode diferite, în urma stressului electric.

decît cele enunțate de Yu și Mead [8]). Deosebit de interesantă este identificarea unui fenomen de rezistență negativă (fig. 4 a), sau o reminiscență a acestuia sub forma unei proeminențe a caracteristicii $I_F - V_F$ (fig. 4 b). Se presupune că rezistența negativă este asociată fenomenelor de injecție și captare a purtătorilor în stratul interfacial de oxid (SiO_2 sau Al_2O_3 rezultat prin reducerea SiO_2 de către Al) [14–16]. Fenomenul dispare la tratamente termice mai puternice sau pentru contacte de dimensiuni mai mari; el este, de asemenea, mai slab reprezentat la contactele depuse cu tun electronic. Se pune astfel în evidență persistența oxidului pe contactele mici, care nu au beneficiat de o curățire prin descărcare în gaz, și care

au fost tratate la temperaturi insuficient de ridicate.

Figura 4 arată că un stress în curent de 100 mA, la $T = 25^\circ\text{C}$, provoacă modificări mult mai importante contactelor evaporate din filament. Contactele depuse cu tun electronic sînt mai stabile, fenomen care se constată și din variația

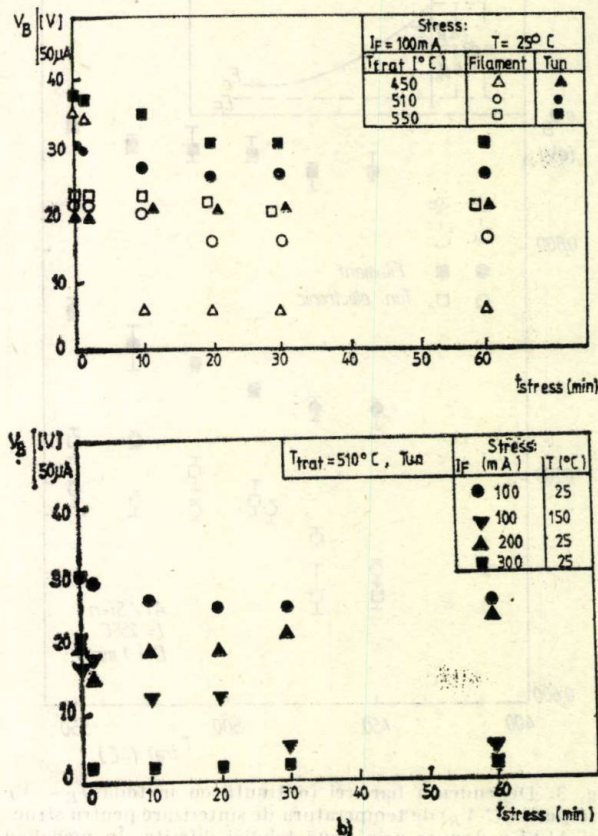


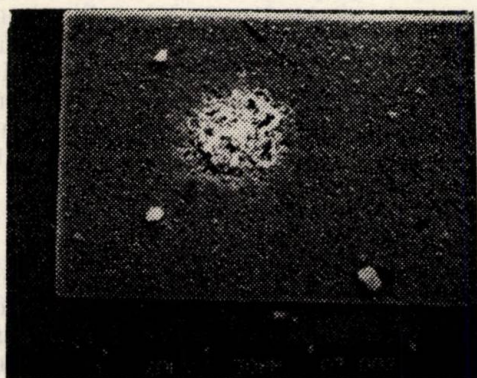
Fig. 5. (a) Modificări ale tensiunii de străpungere în urma stressului electric pentru contacte Al/Si depuse și sinterizate în condiții diferite; (b) Modificări ale tensiunii de străpungere la contacte Al/Si în funcție de intensitatea stressului electric și termic aplicat.

cu durata stressului a tensiunii de străpungere V_B (fig. 5 a). Străpungerea a devenit netă la $5 - 10 \text{ }\mu\text{A}$, iar tensiunile de străpungere au fost măsurate la $50 \text{ }\mu\text{A}$. Tensiunile de străpungere cele mai mari s-au obținut pentru contactele depuse cu tun electronic și tratate la temperatura maximă. Figura 5b indică și influența intensității stressului electric și termic. Calculul arată că solicitarea la 100 mA, 150°C duce la temperatura cea mai ridicată a joncțiunii (circa 200°C); cu toate acestea solicitarea la 300 mA, 25°C (numai 125°C temperatură estimată a joncțiunii) are efecte mult mai puternice, catastrofale chiar, asupra tensiunii inverse. Pentru temperaturile obținute și duratele utilizate (maximum 60 minute), este neglijabil efectul (strict termic) de dizolvare a Si în Al, care are loc în timpul tratamentului termic postmetalizare [1–3]. Rezultă că modificarea

comportării contactului se datorează unor modificări de structură controlate de trecerea curentului prin contact.

Într-adevăr, inspecția contactelor prin microscopie electronică de baleiaj confirmă ipoteza

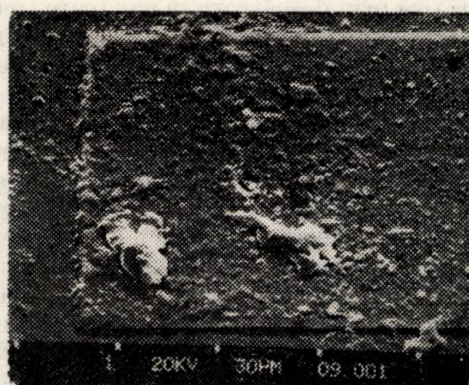
structuri cu Al, după îndepărtarea Al și după îndepărtarea oxidului). Se observă bine excavațiile în Si produse de „vîntul electronic”, care a circulat dinspre semiconductor înspre metal. Excavațiile se extind pe arii mult mai mari de-



a)



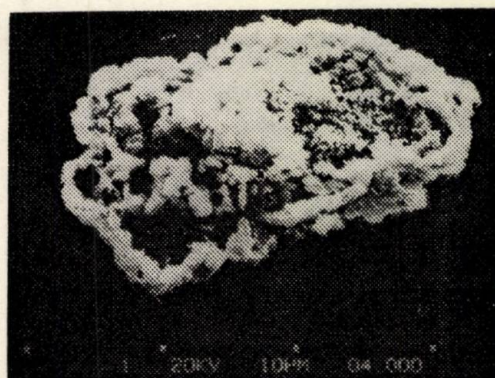
b)



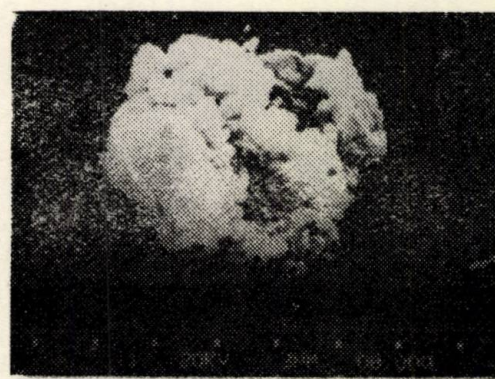
c)

Fig. 6. Modificări ale peliculei de Al în dreptul ferestrei de metalizare în urma stressului electric, pentru condiții diferite de depunere și sinterizare: (a) 510°C, filament; (b) 550°C, filament; (c) 550°C, tun.

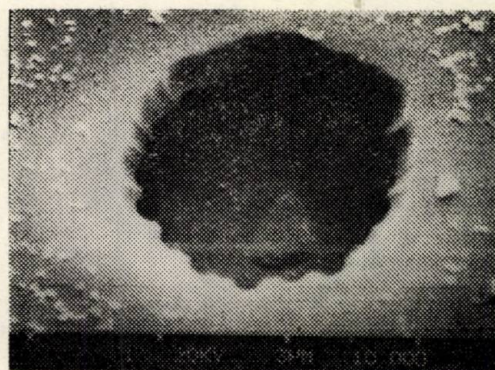
antrenării Si în pelicula de Al de către „vîntul electronic”. În figurile 6—8 sînt prezentate contacte depuse prin cele două metode și tratate la temperaturi de 510 și 550°C, după 30 de minute de solicitare la 300 mA, 25°C (se arată



a)



b)



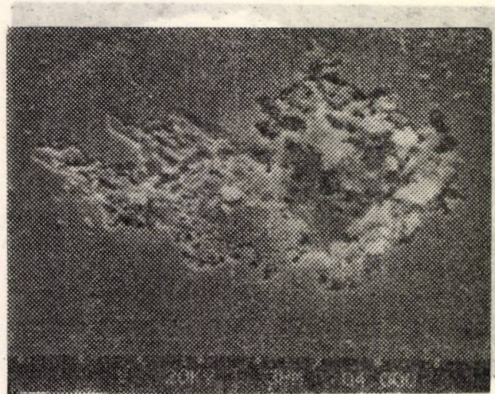
c)

Fig. 7. Aceleași contacte ca în figura 6, după îndepărtarea peliculei de Al. Este vizibil Si excavat în afara ferestrei de metalizare în cazurile (a) și (b), precum și fereastra de metalizare, în cazul (c).

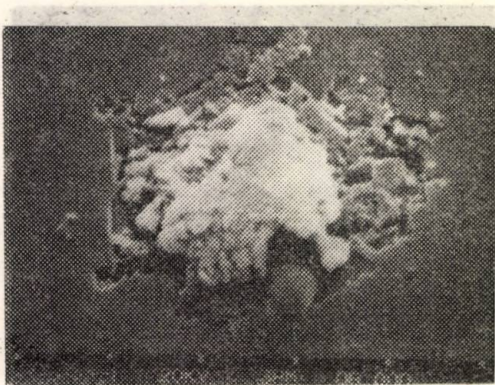
cît cea a ferestrei. Se remarcă tendința Si de a fi antrenat diferit după direcțiile cristalografice (similar corodării Si de către Al la temperaturi înalte [1—3]).

Modificările sînt mai intense în cazul contactelor sinterizate la temperaturi relativ reduse

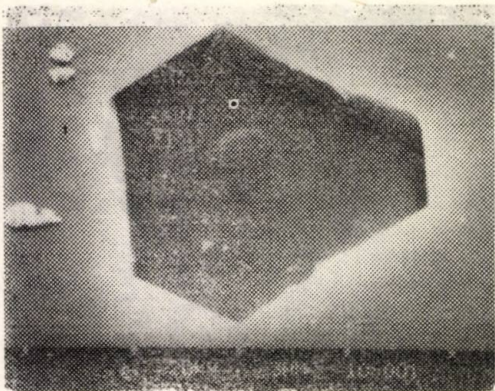
(fig. 6—8). De asemenea, par mai stabile contactele depuse cu tun electronic, în comparație cu cele depuse din filament încălzit. Singurul contact care nu s-a defectat electric după solicitare a fost cel depus cu tun electronic și tratat la 550°C. În cazul acestuia nici topologia



a)



b)



c)

Fig. 8. Contactele din figurile 6 și 7, după îndepărtarea SiO_2 . Sînt vizibile urmele excavării Si în cazurile (a) și (b), precum și urma dizolvării Si în Al în timpul sinterizării în cazul (c).

contactului nu a fost prea puternic perturbată (fig. 8 c); ea este aproape identică cu cea a unui contact similar nesupus stressului. Adîncitura hexagonală are o arie mai mare decît fereastra de contact, acesta datorită, în principal, corodării intense a Si în timpul sinterizării.

4. Discuție. Concluzii

S-a constatat o influență clară a metodei de depunere. Contactele depuse prin evaporare din filament sînt mai sensibile la condițiile de depunere și mai puternic afectate de stressul de curent și temperatură. Variațiile barierei și ale factorului de idealitate cu temperatura de sinterizare au fost puse pe seama peliculei de oxid remanent (la $T_{trat} < 500^\circ\text{C}$) și stratului p^+ (la $T_{trat} > 500^\circ\text{C}$). Prezența oxidului remanent a fost confirmată de măsurătorile la densități mari de curent direct (fig. 4).

La contactele depuse din filament s-au constatat diferențe între barierele obținute prin diverse metode; aceste diferențe au fost explicate apelînd tot la ipoteza stratului p^+ . O comparație consistentă teorie-experiment poate fi obținută cu un model nou al stratului de suprafață, care presupune o distribuție exponențială a atomilor acceptori. Acest model va fi detaliat în altă lucrare.

În cazul contactelor realizate cu tun electronic și tratate termic la temperaturi relativ ridicate, discrepanța între bariere este aproape neglijabilă, ceea ce pledează pentru un efect redus al stratului p^+ de suprafață. Bariera este mai mică, variază foarte puțin cu temperatura de tratament și se situează în jurul valorilor indicate de Yu și Mead [8].

Aceleași contacte oferă o mai bună rezistență la stressul electric și termic, rezultatele optime obținîndu-se la 550°C temperatură de tratament.

În discuția rezultatelor trebuie să se țină seama că depunerea cu tun beneficiază de un vid mai bun (deci o contaminare mai redusă), de o curățare prin descărcare în gaz (care reduce probabil grosimea peliculei de oxid) și de încălzirea substratului (care tinde să formeze un strat de Al cu o granulație mai mare) [3]. În faza actuală a cercetărilor există ipoteza că structura peliculei de Al joacă un rol important în procesele de modificare a contactului și ca urmare în determinarea proprietăților electrice ale acestuia. S-a verificat că pelicula de Al depusă cu tun electronic are o granulație mai mare și o rezistivitate mai mică. O modificare are loc și datorită tratamentului termic postmetalizare; granulația crește la temperaturi mai mari.

Deoarece dizolvarea Si în Al are loc de preferință la limitele dintre granule [1], o structură mai compactă a Al îngreunează interacțiunea Si—Al. În aceleași condiții difuzivitatea Si trebuie să fie mai redusă, la fel ca și electromigrarea [1, 2]. Efectul redus al stratului p^+ de suprafață în cazul depunerii cu tun electronic ar putea fi explicat prin condițiile mai dificile de formare a acestui strat în absența unei cantități importante de Si în vecinătatea suprafeței [17].

Bibliografie

- [1] *Philofsky, E., Hall, E. L.* A review of limitations of aluminium thin films on semiconductor devices. In: IEEE Transaction on Parts Hybrids and Packaging vol. **PHP-11**, 1975, p. 281–290.
- [2] *Black, J. R.* RF Power Transistor Metallization Failure. In: IEEE Transactions on Electron Devices, vol. **ED-17**, 1970, p. 800–803.
- [3] *Learn, A. J.* Evolution and current status of aluminium, metallization. In: J. Electrochem. Soc., Solid-State Science and Technology, vol. **123**, Nr. 6, 1976, p. 894–906.
- [4] *Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Dan, Al. P.* Effect of Si dissolution and recrystallization upon ohmic Al/p-Si contacts. In: Applied Physics Letters, vol. **37**, 1980, p. 215–217.
- [5] *Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Dan, Al. P., Dima, C.* Modelling electrical behaviour of nonuniform Al-Si Schottky diodes. In: Solid-State Electronics, vol. **24**, Nr. 10, 1981, p. 897–904.
- [6] *Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Dan, Al. P., Dima, C.* Efectul sinterizării asupra caracteristicilor electrice ale diodelor Schottky Al/Si-n. In: Automatica și electronica, vol. **24**, Nr. 1, 1980, p. 5–8.
- [7] *Brezeanu, Gh.* Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1981.
- [8] *Yu, A. Y. C., Mead, C. A.* Characteristics of aluminium silicon Schottky barrier diode. In: Solid-State Electronics, vol. **13**, 1970, p. 97–104.
- [9] *Rhoderick, E. H.* Metal-semiconductor contacts. Oxford, Oxford Univ. Press, 1978.
- [10] *Card, H. C., Singer, K. E.* In depth auger analysis of aluminium silicon interfacial reactions. In: Thin Solid Films vol. **28**, 1975, p. 265–267.
- [11] *Thanailakis, A.* Contacts between simple metals and atomically clean silicon. In: Journal of Physics C: Solid State Physics, vol. **8**, 1975, p. 655–688.
- [12] *Basterfield, J., Shannon, J. M., Gill, A.* The nature of barrier height variations in alloyed Al-Si Schottky barrier diodes. In: Solid-State Electronics, vol. **18**, 1975, p. 290–291.
- [13] *Card, H. C.* One dimensional analysis of heat treated aluminium silicon junctions. In: Metal-Semiconductor Contacts, London, 1974.
- [14] *Forlani, F., Minnaja, N.* Conduction phenomena in Si-SiO₂-Al In: Physica Status Solidi, vol. **5**, p. 407, 1964.
- [15] *Av-Ron, M., Shatzkes, M.* Current-voltage characteristics of Al-SiO₂-Si structures. In: Applied Physics Letters, vol. **21**, 1972, p. 233.
- [16] *Shatzkes, M., Av-Ron, M., Andersson, R. M.* On the nature of conduction and switching in SiO₂. In: Journal of Applied Physics, vol. **45**, 1974, p. 2 065.
- [17] *Boatright, R. L., McCaldin, J. O.* Rapid growth of Si by solidphase epitaxy, including comparisons to conventional Si crystal growth. In: Journal of Vacuum Science & Technology, vol. **13**, 1976, p. 938.

CZ 535.7

SENZOR OPTIC
MĂSURAREA STRUCTURILOR

Structură de fotoelement realizată prin implantare ionică

ANDREI SILARD, MIRCEA BODEA, RADU, MARINESCU, MIHAI TĂZLĂUANU* — BUCUREȘTI

1. Realizarea structurii

Senzorii optici, în diversele lor aplicații, sînt destinați furnizării datelor caracteristice ale unui semnal luminos, punctele de interes general reprezentîndu-le energia și/sau componența spectrală a semnalului optic. Structura senzorului optic prezentat în cadrul acestei lucrări este de tip $n^+ - p - p^+$ (fig. 1 a.). Analiza completă a acestui tip de structură a fost prezentată în [1]. Joncțiunea critică $n^+ - p$ a fost realizată prin implantare ionică, ceea ce permite obținerea unui randament de conversie de peste 10% și a unei caracteristici spectrale deplasată în mod sensibil spre domeniul vizibil. Profilul de impurități al structurii și principalei săi parametri sînt prezentați în figura 1b. Conform teoriei Lindhart-Scharff-Schiott (LSS), distribuția impurităților implantate poate fi aproximată cu o funcție de tip gaussian, eroarea nedepășind 20%. În figura 2 sînt prezentați parametri tehnologici și distribuțiile de impu-

rități calculate cu teoria LSS pentru structurile procesate.

Tehnologia de realizare a structurii a avut în vedere următoarele cerințe specifice pentru senzorul implantat ionic:

- realizarea unei joncțiuni $n^+ - p$ superficiale prin implantare la energie mică sau prin implantare la energie medie prin strat de oxid [2];
- reducerea efectului de canalizare a impurităților în rețeaua cristalină a siliciului prin adoptarea unui unghi adecvat de implantare ($> 6^\circ$), mărirea dozei de implantare și micșorarea energiei;
- activarea impurităților implantate, refacerea rețelei cristaline și îmbunătățirea timpului de viață prin tratamentul termic la 900°C și 750°C ;
- realizarea unei joncțiuni $p - p^+$ la suprafața posterioară a dispozitivului în scopul obținerii unei structuri de tip BSF cu tensiunea în gol sensibil crescută la funcționarea în regim de celulă solară și a evitării formării unui contact redresor pe suprafața posterioară (concentrația de substrat este destul de redusă) [3].

* Institutul politehnic — București și Centrul de cercet. șt. și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

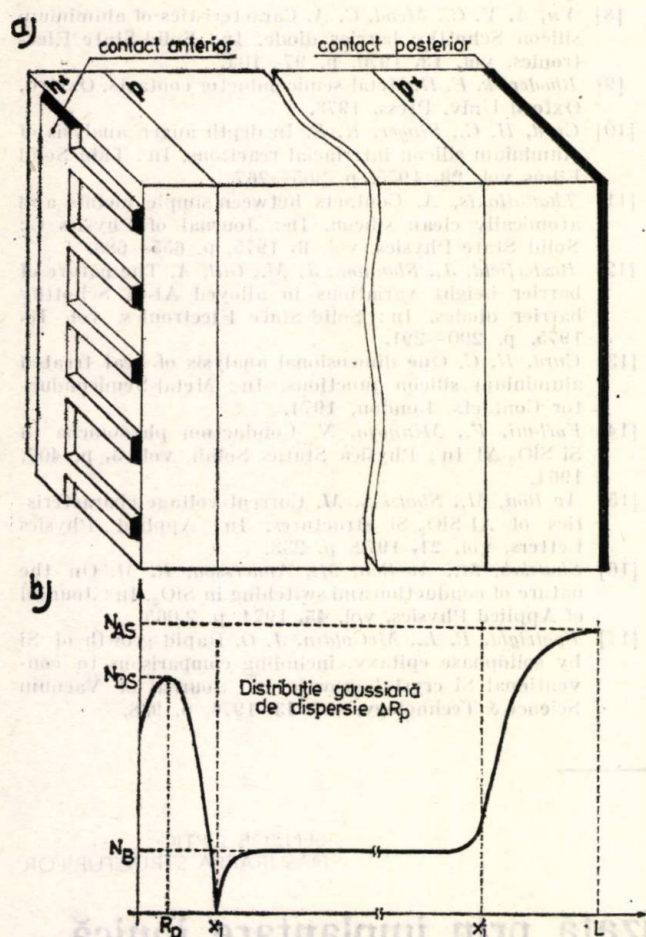


Fig. 1. Senzorul optic realizat prin implantare ionică: a — structura $n^+ - p - p^+$; b — profilul de impurități.

Structurile $n^+ - p - p^+$ au fost procesate pe plachete de siliciu tip Wacker tip p 2–10 ohm cm, 2-inch, 111. Contactul p^+ posterior cu adâncimea $0,6 \mu\text{m}$ și concentrația de suprafață $N_{AS} = 2 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ a fost realizat prin predifuzie de bor 15 min la 1100°C .

Joncțiunea superficială $n^+ - p$ a fost realizată prin implantare ionică de ^{31}P la energie joasă (8 keV) și energie medie (50/60 keV), cu doze variind în decada $10^{14} \dots 10^{15} \text{ atomi/cm}^2$. Implantarea la energie medie s-a efectuat prin strat de SiO_2 avind grosimea $700 \text{ \AA}$ și realizat prin oxidare termică 20 min la 1120°C în O_2 uscat. Adâncimea joncțiunii superficiale a rezultat la $0,1 - 0,2 \mu\text{m}$.

Implantarea ionică a fost urmată de un tratament termic de 20 min la $900/750^\circ\text{C}$ în N_2 .

Dispozitivul a fost contactat cu ajutorul unui grid de Al realizat prin proces fotolitografic într-un strat metalic avind grosimea $1,1 \mu\text{m}$. Parametrii geometrici ai gridului au fost optimizați din punctul de vedere al eficienței de conversie la funcționarea în regim de celulă fotovoltaică [1], [4].

Montajul dispozitivelor a fost realizat în cadrul Catedrei de dispozitive, circuite și aparate electronice-Facultatea de Electronică — I.P.B. și la I.P.R.S. Băneasa.

2. Rezultate

Au fost ridicate următoarele caracteristici pentru dispozitivele realizate:

● caracteristica statică în absența iluminării;

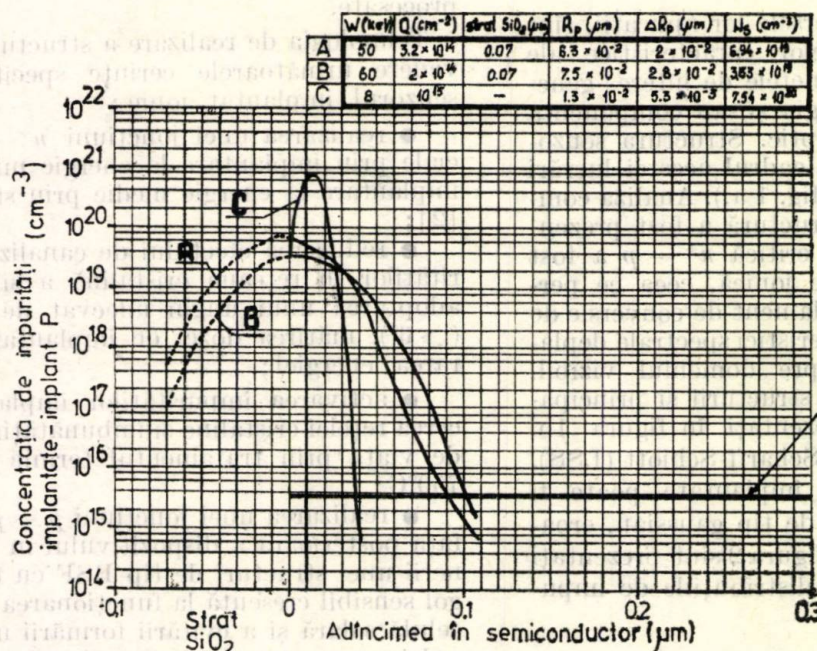


Fig. 2. Distribuțiile de impurități calculate cu teoria LSS pentru structurile procesate.

● caracteristica statică în regim de celulă fotovoltaică;

● caracteristica spectrală relativă.

Caracteristica statică în absența iluminării (fig. 3) a fost ridicată pentru structuri având aria 1 cm^2 și ea permite următoarele observații.

1. Creșterea dozei de implantare mărește capacitatea în tensiune a structurii alterând pe cea în curent. Faptul se explică prin creșterea concentrației de impurități în zona n în paralel cu sporirea numărului de defecte în semiconductor. Caracteristicile obținute confirmă rezultate similare anunțate în literatură [5, 6].

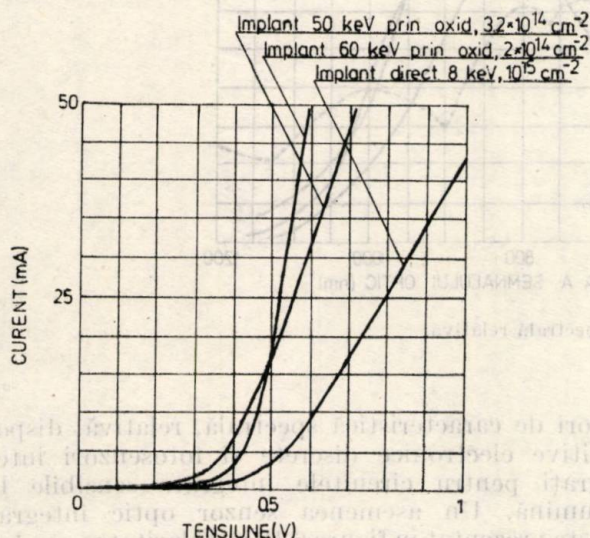


Fig. 3. Caracteristica statică în absența iluminării.

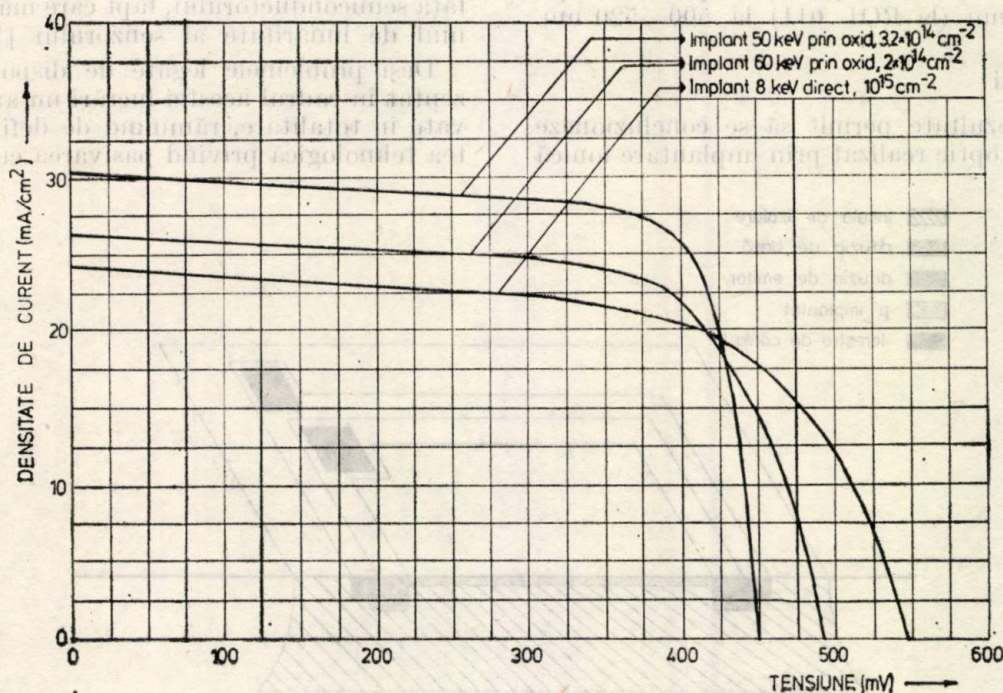


Fig. 4. Caracteristica statică în regim de celulă fotovoltaică.

2. Îmbunătățirea pantei caracteristicii reclamă micșorarea dozei de implantare, ceea ce reduce însă capacitatea în tensiune a dispozitivului.

Caracteristica statică în regim de celulă fotovoltaică (fig. 4) a fost ridicată pentru structuri având aria de 1 cm^2 în condiții de iluminare 80 mW/cm^2 , AMO, 300°K și s-a verificat valabilitatea ei pentru structurile de 16 cm^2 . Studiul direct al acestei caracteristici reiterează concluzia că o creștere a dozei de implantare mărește performanțele în tensiune ale dispozitivului (respectiv tensiunea în gol) și le alterează pe cele în curent (curentul de scurtcircuit) și putere (fill-factor), datorită creșterii vitezei de recombinare odată cu mărirea concentrației de impurități implantate și a numărului de defecte în semiconductor.

Prin variația parametrilor de implantare s-au obținut valori pentru densitatea de curent de scurtcircuit între 24 și $30,5 \text{ mA/cm}^2$, în timp ce valorile corespunzătoare pentru tensiunea de gol au variat între 540 și 450 mV. Eficiența de conversie a structurii ia valori tipice ce depășesc 10% și valori maxime de peste 14% în condițiile în care fotoelementul nu posedă strat antireflectant.

Caracteristica spectrală relativă (fig. 5) permite aprecierea performanțelor de senzor ale dispozitivului. Pe baza acestor caracteristici se pot face următoarele observații:

1. Profilul de impurități fiind superficial maximumul sensibilității se deplasează spre valori mai mici de lungimi de undă pentru semnalul luminos.

2. Particularitățile profilului de impurități implantate ionic (și în special maximul dublu datorat efectului de canalizare) au ca efect creșterea benzii răspunsului spectral și apariția unui maxim dublu și în caracteristica spectrală relativă.

este superior din punct de vedere al sensibilității în domeniul vizibil. În același timp ele constituie fundamentul științific și punctul de plecare pentru dezvoltarea unor interesante aplicații: studiul profilului de impurități obținut prin implantare ionică utilizând măsură-

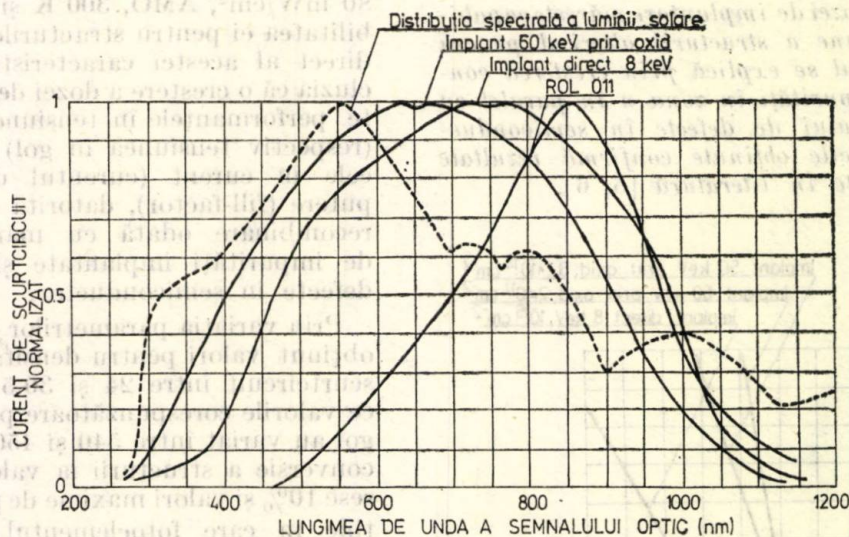


Fig. 5. Caracteristica spectrală relativă.

Rezultă de aici calitățile esențiale ale structurii de fotoelement realizată prin implantare ionică:

- maximumul sensibilității este în apropierea domeniului vizibil, având valori între 640 nm și 720 nm;
- lățimea benzii răspunsului spectral crește de la 275 nm (la ROL 011) la 500–520 nm.

3. Concluzii

Aceste rezultate permit să se concluzioneze că senzorul optic realizat prin implantare ionică

torii de caracteristică spectrală, relativă, dispozitive electronice discrete și fotosenzori integrați pentru circuitele integrate sensibile la lumină. Un asemenea senzor optic integrat este prezentat în figura 6. Particularitatea acestui senzor o reprezintă faptul că joncțiunea fotosensibilă p implantat — n nu ia contact cu suprafața semiconductorului, fapt care mărește domeniul de liniaritate al senzorului [7].

Deși problemele legate de dispozitivul prezentat în cadrul acestei lucrări nu au fost rezolvate în totalitate, rămânând de definitivat partea tehnologică privind pasivarea cu strat anti-

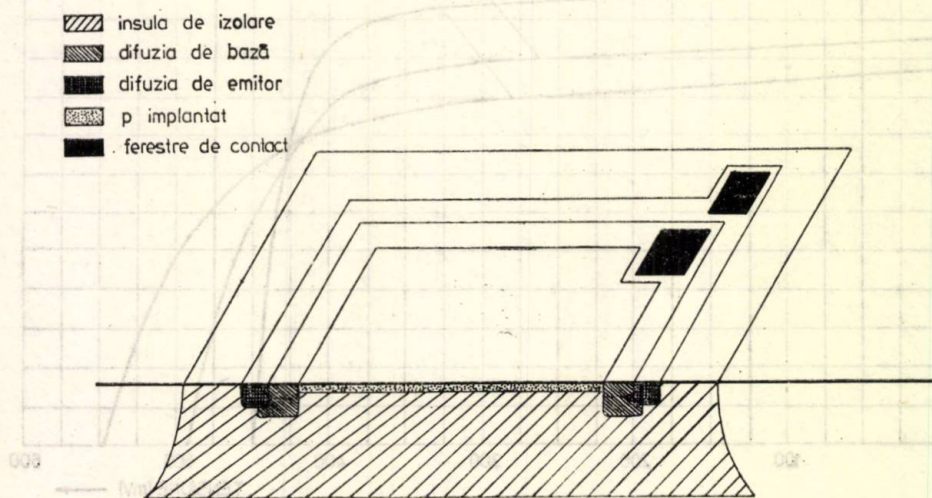


Fig. 6. Senzor optic integrat realizat în procesul SBC cu implantare.

reflectant și montajul propriu-zis în capsule sau panouri, studiile prezentate arată că structurile $n^+ - p - p^+$, realizate conform procesului detaliat în lucrare și având la bază una dintre cele mai controlabile și necostisitoare tehnologii, posedă o eficiență de conversie satisfăcătoare și dispun de o bandă largă a răspunsului spectral. Procesarea prin implantare ionică permite controlul parametrilor unei joncțiuni $n - p$ superficiale cu o sensibilitate optică ridicată.

Bibliografie

- [1] Marinescu, R. Celulă solară de tip back-surface-field realizată prin implantare ionică. Proiect de diplomă, Institutul politehnic, Facultatea de electrotehnică, București, 1980.
- [2] Bader, R., Kalbitzer, S. Low energy boron and phosphorus implants in silicon (B) Doping profiles. In: Rad. Eff. 1970, vol. 6, p. 211–216.
- [3] Fossum, J. G. Physical operation of back-surface field, silicon solar cells. In: I. E. E. E. Trans., vol. ED-24, no. 4, April 1977.
- [4] Silard, A., Bodea, M., Marinescu, R., Tăzlăuanu, M. Advances in BSF Solar Cells: Ion — Implantation and optimization of the grid design. In: UNESCO-Sponsored International Workshop on Physics of Semiconductor Devices, New Delhi, 23–28 nov 1981.
- [5] Stumpf, W., Kalbitzer, S. Low energy boron and phosphorus implants in silicon (A). Electrical sheet measurements, In: Rad. Eff. 1970, vol. 6, p. 205–210.
- [6] Carter, G., Grant, W. A. Ion implantation of semiconductors, Edward Arnold Ltd., 1976.
- [7] Monticelli, D. M. A versatile monolithic IC building-block for light-sensing applications In: Journal for Solid State Circuits, vol. SC-13, no. 6, December 1978.

CZ 621.318.73

FILTRU ACTIV HIBRID
REȚELE RC REJECTOARE PASIVE

Filtru activ hibrid cu rejecție de bandă realizat pe bază de rețea RC peliculară cu constante distribuite

MIHAI GEORGESCU, BENEDICT POPESCU, VIORICA PAVEL * — BUCUREȘTI

Introducere

Realizarea filtrelor active hibride cu rejecție de bandă pe bază de rețea RC cu constante concentrate presupune îmbinarea a două rețele de filtraj (una „trece jos” și cealaltă „trece sus”), numărul componentelor rețelei fiind de cel puțin șase.

Lucrarea de față prezintă un nou tip de filtru activ hibrid cu rejecție de bandă realizat cu o structură RC cu constante distribuite constând din straturi subțiri succesive de $Al/Al_2O_3 - SiO/Ni - Cr$.

Față de filtrele active hibride cu rejecție de bandă realizate pe bază de rețea RC cu constante concentrate, acest tip de filtru se impune prin simplitate și, ca atare, printr-o mai bună fiabilitate datorată reducerii numărului componentelor RC, practic, la o singură componentă.

1. Comparatie între filtrele active și cele pasive

Față de filtrele pasive, cele active nu utilizează inductanțe și, pornind de la această deosebire, se pot remarca următoarele:

a. Absența inductanțelor implică o bună omogenitate dimensională între toate componentele filtrului. Aceasta permite o miniaturizare destul de puternică și se pretează la integrarea hibridă.

b. Spre deosebire de inductanță, o capacitate reală se apropie mai mult de una ideală. În consecință, o rezistență sau o capacitate pot fi considerate ca un element ideal în gama de frecvențe a amplificatoarelor operaționale și aceasta fără a comite erori semnificative.

c. Dificultatea realizării unei inductanțe cu toleranțe restrinse face ca, în cea mai mare parte a cazurilor, să fie necesar un reglaj al filtrului, ceea ce implică timp și material, deci o creștere a prețului de cost. Utilizarea unor rezistențe și capacități cu toleranțe restrinse înlătură acest inconvenient.

d. Absența inductanței elimină cuplajele parazite și consecințele variației inductanței cu temperatura.

e. Filtrele active se caracterizează printr-o mare impedanță de intrare, o impedanță de ieșire joasă, precum și posibilitatea de câștig în tensiune în banda transmisă.

Pe lângă aceste avantaje filtrele active în raport cu cele pasive prezintă și inconveniente:

a. Necesitatea alimentării cu una sau cu două tensiuni.

b. Limitarea dinamicii semnalului de ieșire, așa cum reiese și din figura 1. Saturarea etajelor de ieșire ale amplificatoarelor operaționale introduce limitarea superioară. Limitarea inferioară este determinată de zgomotul dispozitivului: este vorba fie de zgomotul termic generat de rezistențe, fie de zgomotul intrinsec al operatoarelor operaționale.

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

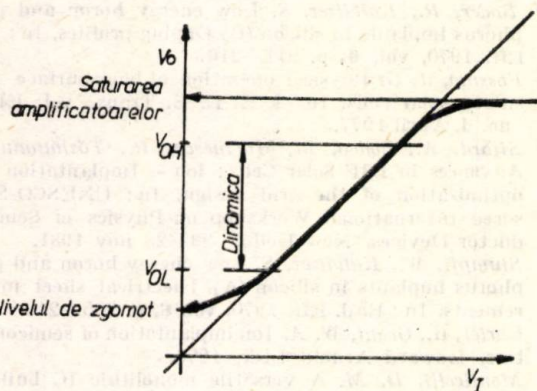


Fig. 1. Limitarea dinamicii semnalului de ieșire pentru un filtru activ.

2. Rețele RC rejeatoare pasive

Rețele RC rejeatoare pasive cu constante concentrate se proiectează și realizează cel mai adesea avînd frecvența centrală ω_0 centrată pe frecvența rețelei (50 sau 60 Hz).

Rețelele RC rejeatoare pasive cu constante distribuite au început să cîștige teren odată cu dezvoltarea electronicii frecvențelor înalte. În ultima vreme s-a reușit obținerea unor rețele de acest fel funcționînd cu performanțe bune și la frecvențe joase (sute și chiar zeci de kHz).

Rețele RC rejeatoare pasive cu constante concentrate

O schemă uzuală de rețea RC rejeatoare pasivă cu constante concentrate se obține prin îmbinarea a două rețele rejeatoare în T: una „trece jos” și cealaltă „trece sus”. O astfel de

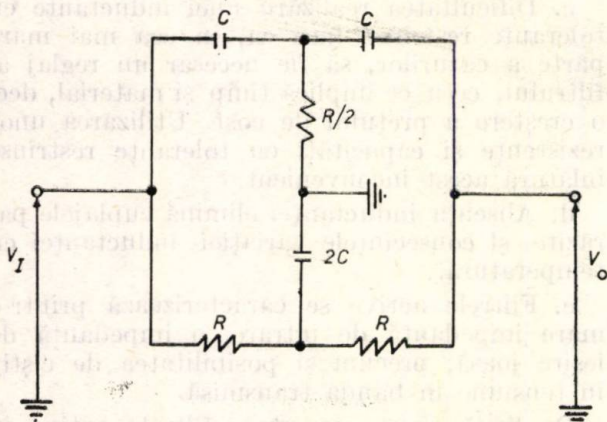


Fig. 2. Rețea RC rejeatoare cu constante concentrate.

scemă este redată în figura 2. Frecvența centrală a benzii rejeatate este $\omega_0 = 1/RC$, iar lărgimea benzii rejeatate $\Delta\omega = 4/RC$.

Rețele RC rejeatoare pasive cu constante distribuite

În ultimii ani au fost studiate mai multe tipuri de rețele RC rejeatoare pasive cu constante distribuite. Astfel, Kaufman și Garrett au studiat o rețea RC rejeatoare constînd dintr-o

linie de transmisie fabricată pe un substrat semiconductor. Swart și Campbell au investigat caracteristicile unei rețele RC rejeatoare de tipul $Al/Y_2O_3/Ni - Cr$. Wang a realizat o rețea RC rejeatoare folosind tehnologia siliciu-pe-safir.

Lucrarea de față prezintă o structură RC rejeatoare cu constante distribuite constînd din straturi subțiri succesive de $Al/Al_2O_3 - SiO/Ni - Cr$. O astfel de structură și circuitul ei echivalent sînt arătate în figura 3. Cunoșcînd rezistența pe pătrat a peliculei de $Ni - Cr$ de o anumită grosime, precum și numărul de pătrate, se poate calcula valoarea rezistenței distribu-

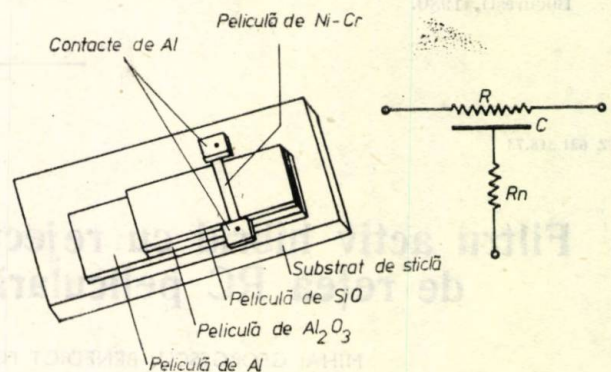


Fig. 3. Rețea RC rejeatoare cu constante distribuite.

ite R . De asemenea, se poate calcula și capacitatea distribuită după formula:

$$C = \frac{0,0885 \cdot K \cdot A}{d},$$

unde K este constanta dielectrică, A — suprafața în cm^2 , d — grosimea dielectricului în cm , rezultînd C în pF .

3. Fluxul tehnologic de realizare a rețelei RC peliculare cu constante distribuite

Ca substraturi s-au folosit plăci de sticlă de măști uzate, de pe care a fost dat jos stratul de gelatină prin ținerea acestora în amestec sulfocromic timp de 24 de ore. După aceasta sticlele au fost bine spălate. Pe partea cea mai netedă a substratului (cea pe care a fost gelatină) s-a depus o peliculă de Al suficient de groasă, prin evaporare termică într-un vid de 2×10^{-6} torr de pe un filament de wolfram încălzit. Grosimea stratului de Al depus a fost controlată de monitorul cu cuarț al instalației Balzers cu care s-a făcut depunerea. O parte din pelicula de Al a fost convertită în film de Al_2O_3 folosind tehnica anodizării umede. Dispozitivul utilizat pentru anodizare este arătat în figura 4. Soluția folosită conține 3 % acid tartric și amoniacul necesar pentru a menține pH-ul între 5 și 5,5. Suprafața a fost anodizată cu

un curent inițial de 20 mA/cm^2 ; după aproximativ 1 minut curentul a scăzut la circa $10 \mu\text{A}$, adică filmul a încetat practic să mai crească. Grosimea filmului de oxid crescut este controlată prin tensiunea de anodizare, așa cum

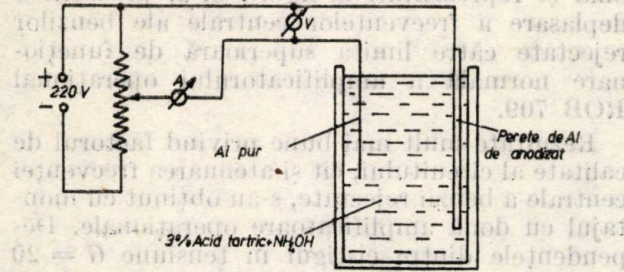


Fig. 4. Montajul pentru anodizarea peliculei de aluminiu depuse în vid.

reiese din graficul din figura 5. De remarcă că pelicula de Al_2O_3 obținută prezintă defecte pe o suprafață destul de mare a structurii, fapt ce a determinat depunerea unui strat de SiO peste pelicula de Al_2O_3 . Depunerea SiO s-a făcut într-o altă instalație, prin pulverizare în plasmă de înaltă frecvență. Grosimea stratului de SiO a fost controlată prin timpul de depunere, după ce a fost determinată viteza de

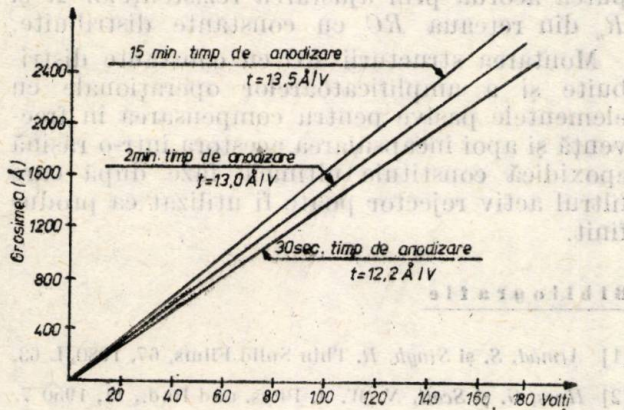


Fig. 5. Dependența între grosimea filmului și tensiune la anodizarea peliculei de aluminiu.

depunere (50 Å/min), toate depunerile făcându-se în aceleași condiții. Stratul rezistiv de Ni-Cr a fost depus în vid prin evaporare instantanee. Rezistența pe pătrat, determinată de grosimea stratului rezistiv, a fost controlată de același monitor cu cuarț (schimbându-se cristalul oscilator). Ultima depunere, cea a contactelor de Al pe rezistență, a fost făcută tot prin evaporare termică, de această dată grosimea stratului depus nefiind foarte importantă.

Configurația structurii s-a realizat prin măști mecanice, eliminându-se astfel câteva etape de fotogravură și de corodare chimică.

Contactările pe Al s-au făcut cu pastă de Ag , protejată cu fotorezist împotriva oxidării, contactele astfel obținute fiind de bună calitate.

4. Variante de filtre realizate sub formă de circuit integrat hibrid

Trebuie remarcat de la bun început că măsurătorile efectuate pe structurile RC pasive realizate sînt puternic influențate de sursa de semnal, precum și de instrumentele de măsură. Astfel, caracteristicile de frecvență ridicate în aceste condiții au avut ω_0 mai mare cu un ordin de mărime decît cea calculată. De aici necesitatea încorporării structurilor pasive în scheme

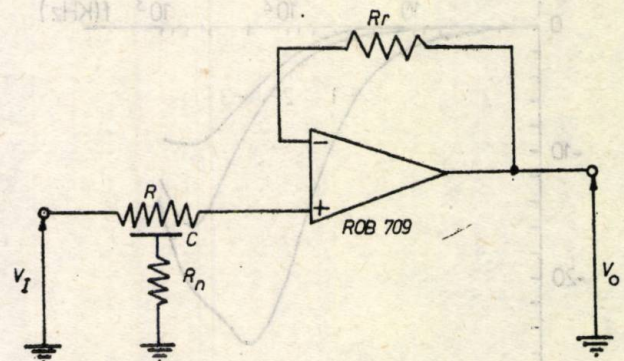


Fig. 6. Schemă de filtru activ hibrid cu rejecție de bandă utilizînd un singur amplificator operațional.

active de filtre rejetoare, care, așa cum s-a specificat mai înainte, sînt mult mai stabile datorită impedanței de intrare ridicate și impedanței de ieșire joase.

S-au experimentat mai multe scheme de filtre active rejetoare, dintre care, în cele ce urmează, vor fi prezentate numai două.

În figura 6 este dată o schemă de filtru activ rejektor de bandă largă, utilizînd un amplificator operațional de tipul ROB 709, la care s-a făcut compensarea în frecvență conform schemelor

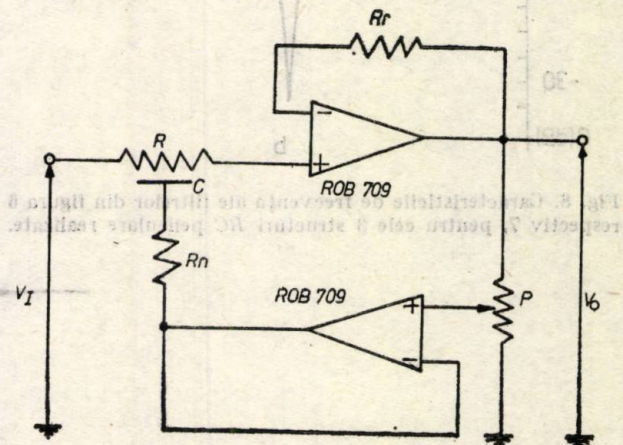


Fig. 7. Schemă de filtru activ hibrid cu rejecție de bandă utilizînd două amplificatoare operaționale.

din catalog. S-a obținut astfel o funcționare satisfăcătoare pînă la frecvența de 1 MHz.

O posibilitate de a crește atît atenuarea benzii rejectate, cît și factorul de calitate al circuitului, este aceea de a trimite în fază, în rețeaua pasivă de la intrare, o fracțiune din tensiunea de ieșire, așa cum reiese din figura 7. Cu potențiometrul P se poate regla, în anumite limite, lărgimea benzii rejectate, deci factorul de calitate Q al circuitului.

5. Rezultate experimentale și concluzii

Au fost realizate 3 structuri RC peliculare cu constante distribuite. Pentru fiecare dintre

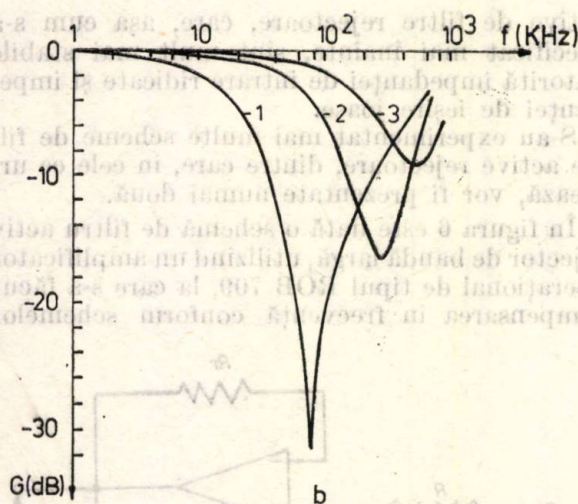
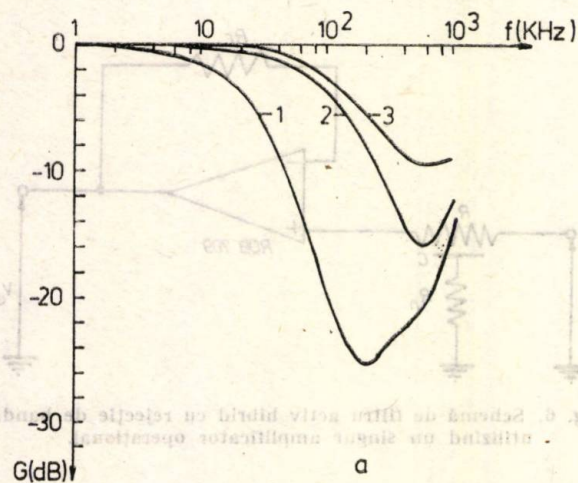


Fig. 8. Caracteristicile de frecvență ale filtrelor din figura 6 respectiv 7, pentru cele 3 structuri RC peliculare realizate.

acestea au fost ridicate caracteristicile de frecvență în montajele de filtre active rejectoare prezentate în figurile 6 și 7.

Caracteristicile de frecvență corespunzătoare montajului cu un singur amplificator operațional și reprezentate în figura 8, a, prezintă o deplasare a frecvențelor centrale ale benzilor rejectate către limita superioară de funcționare normală a amplificatorului operațional ROB 709.

Rezultate mult mai bune privind factorul de calitate al circuitului, cît și atenuarea frecvenței centrale a benzii rejectate, s-au obținut cu montajul cu două amplificatoare operaționale. Dependențele dintre câștigul în tensiune $G = 20 \log (V_0/V_i)$, în dB, și logaritmul frecvenței (fig. 8 b) scot în evidență faptul că dintre cele 3 structuri studiate (avînd frecvența centrală egală cu 78, 300, respectiv 550 kHz) structura 1 cu $\omega_0 = 78$ kHz are cele mai bune performanțe. Atenuarea frecvenței centrale a benzii rejectate egală cu 31,5 dB și factorul de calitate de ordinul unității sînt rezultate comparabile cu cele găsite în literatura de specialitate corespunzătoare filtrelor active rejectoare pe bază de rețea RC cu constante concentrate.

Față de acestea din urmă, filtrul descris în această lucrare prezintă marele avantaj de a se putea acorda prin ajustarea rezistențelor R și R_n din rețeaua RC cu constante distribuite.

Montarea structurii RC cu constante distribuite și a amplificatoarelor operaționale cu elementele pasive pentru compensarea în frecvență și apoi încapsularea acestora într-o rășină epoxidică constituie ultimele faze după care filtrul activ rejector poate fi utilizat ca produs finit.

Bibliografie

- [1] Armad, S. și Singh, R. Thin Solid Films, 67, 1980, L 63.
- [2] Hass, G. și Scott, N. W. J. Phys. and Rad., 11, 1950 7.
- [3] Keonjian, E. Microelectronica, Ed. Tehnică, București, 1966.
- [4] Gazin, J. F. Filtres actifs à amplificateurs opérationnels, Sescosem, 1974.
- [5] Hnaték, E. Applications of linear integrated circuits. Wiley, New York, 1975.
- [6] Piringer, R. ș. a. Catalog de componente electronice semiconductoare, I. C. C. E., București, 1980.

CZ 621.867.2

INVERSIA COLECTORULUI
PLAGA PURPURIE

Mecanisme de defectare la tranzistoarele bipolare

DAN SACHELARIU, MARIA DRĂGAN, MARIANA SACHELARIU, SIMONA PRISECARU, VIORICA PRIMEJDIE,
DOINA GĂTLAN, MIHAELA STOICA * — BUCUREȘTI

1. Tranzistoare PNP de mică putere

Pentru a analiza fiabilitatea tranzistoarelor PNP s-a utilizat încercarea cea mai severă, dar și cea mai edificatoare: blocarea la tensiune maximă și temperatură ridicată timp de 5 000 ore. O asemenea încercare oferă informații complete asupra problemei cheie a tranzistoarelor PNP și anume stabilitatea oxidului.

La această probă s-au introdus 200 dispozitive, la temperatura de 100°C, cu joncțiunea colector-bază blocată la 6 V. S-au făcut măsurători complete ale parametrilor electrici la 0, 500, 1 000, 2 000, 3 000, 4 000 și 5 000 ore. Principala derivă înregistrată a fost creșterea curentului rezidual I_{CBO} , însoțită de apariția străpungerii colector-bază, de tip canal și de scăderea factorului de amplificare la curenti mici. Variația în timp a distribuției curentului I_{CBO} este prezentată în figura 1. Se observă că inițial toate dispozitivele au I_{CBO} cuprins în domeniul $10^{-11} \div 10^{-8}$ A. După 5 000 ore blocare la temperatură, 80 % din dispozitive își păstrează curentul rezidual în acest domeniu. Din restul de 20%, un mic procent (aproximativ 7 %) prezintă o derivă foarte puternică, curentul rezidual ajungând în domeniul $10^{-6} \div 10^{-4}$ A, depășind astfel valoarea limită admisă.

Procesul de defectare al tranzistoarelor PNP analizate se stabilizează după un timp de 500 ore.

În continuare s-a urmărit să se elucideze cauza acestei defectări. Forma de tip canal a caracteristicii de străpungere colector-bază (fig. 2) a generat ideea că fenomenul se datorează golirii regiunii de la suprafața colectorului. Un asemenea fenomen este explicabil având în vedere că sarcina pozitivă din oxid a fost supusă unui stress temperatură-tensiune negativă.

Analiza pe sistemul cu baleiaj laser He-Ne a dispozitivului nepolarizat a pus într-adevăr în evidență (fig. 3) extinderea regiunii de sarcină spațială a joncțiunii colector-bază la suprafața siliciului.

O vizualizare mai clară s-a obținut prin analiza în modul EBIC la microscopul electronic. Astfel, în figura 4 se observă extinderea regiunii de sarcină spațială colector-bază (zona albă din fig. 4 a) până la inelul de stopare P^+ .

S-a lucrat cu colectorul tranzistorului la masă, emitorul în gol și semnalul din bază, joncțiunea nefiind polarizată. O imagine și mai relevantă se obține dacă se lucrează în modul EBIC cu semnal suprapus (fig. 4b).

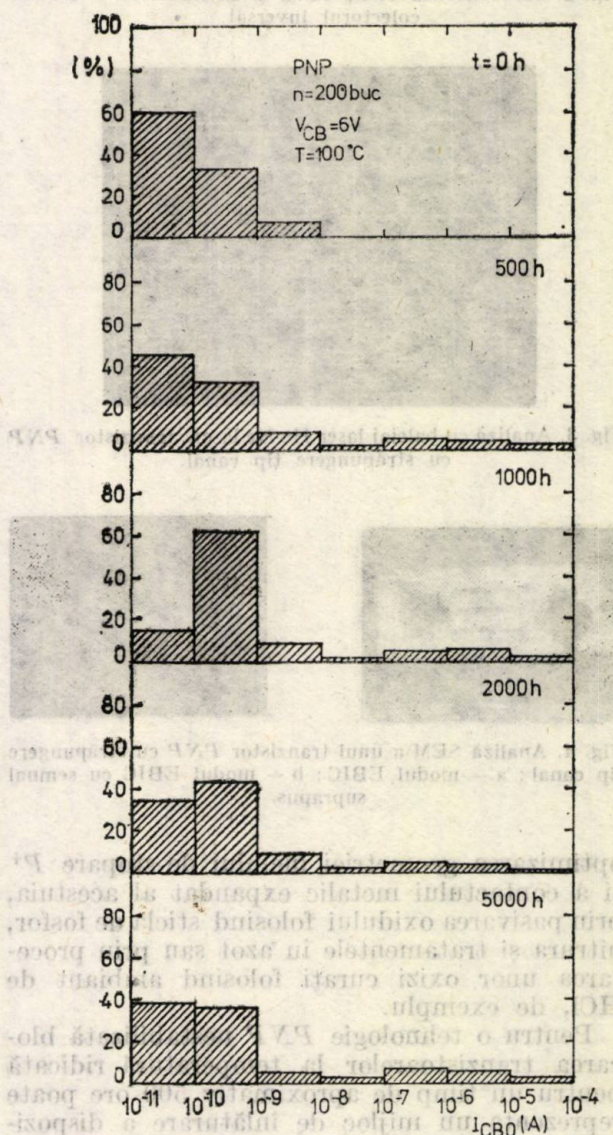


Fig. 1. Variația în timp a distribuției curentului I_{CBO} la tranzistoarele PNP.

Se poate conchide astfel, că principalul mecanism de defectare al tranzistoarelor PNP este degradarea joncțiunii colector-bază, ca urmare a migrării sarcinii pozitive din oxid. Incidența fenomenului poate fi diminuată prin

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

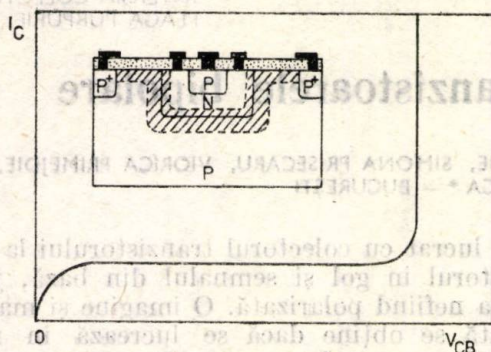


Fig. 2. Caracteristica de tip canal la un tranzistor PNP cu colectorul inversat.

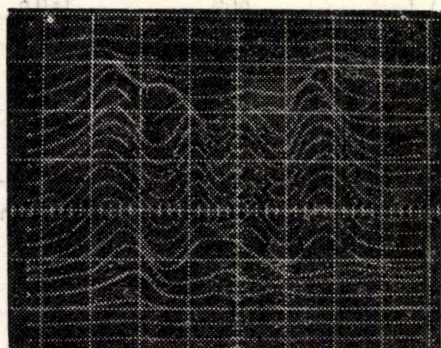


Fig. 3. Analiză cu baleiaj laser He-Ne la un tranzistor PNP cu străpungere tip canal.

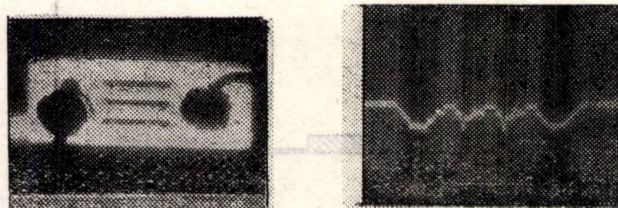


Fig. 4. Analiză SEM a unui tranzistor PNP cu străpungere tip canal: a — modul EBIC; b — modul EBIC cu semnal suprapus.

optimizarea geometriei inelului de stopare P^+ și a contactului metalic expandat al acestuia, prin pasivarea oxidului folosind sticla de fosfor, nitrura și tratamentele în azot sau prin procesarea unor oxizi curați folosind ambiant de HCl, de exemplu.

Pentru o tehnologie PNP nestabilizată blocarea tranzistoarelor la temperatură ridicată pentru un timp de aproximativ 500 ore poate reprezenta un mijloc de înlăturare a dispozitivelor instabile.

2. Tranzistoare NPN de medie putere și curent mare

S-a urmărit comportarea la temperatură înaltă (200°C) a unui lot de 50 tranzistoare NPN cu un curent maxim de 800 mA. Principalul defect observat a fost deriva puternică a tensiunilor

de saturație măsurate la curentul maxim. În figura 5 s-a reprezentat variația distribuției tensiunii V_{BEsat} după o stocare la 200°C timp de 240, 1 000, 1 500, 2 000 ore. Dacă inițial dispozitivele au o valoare a tensiunii de saturație bază-emitor foarte concentrată ($1 \div 1,1$ V), creș-

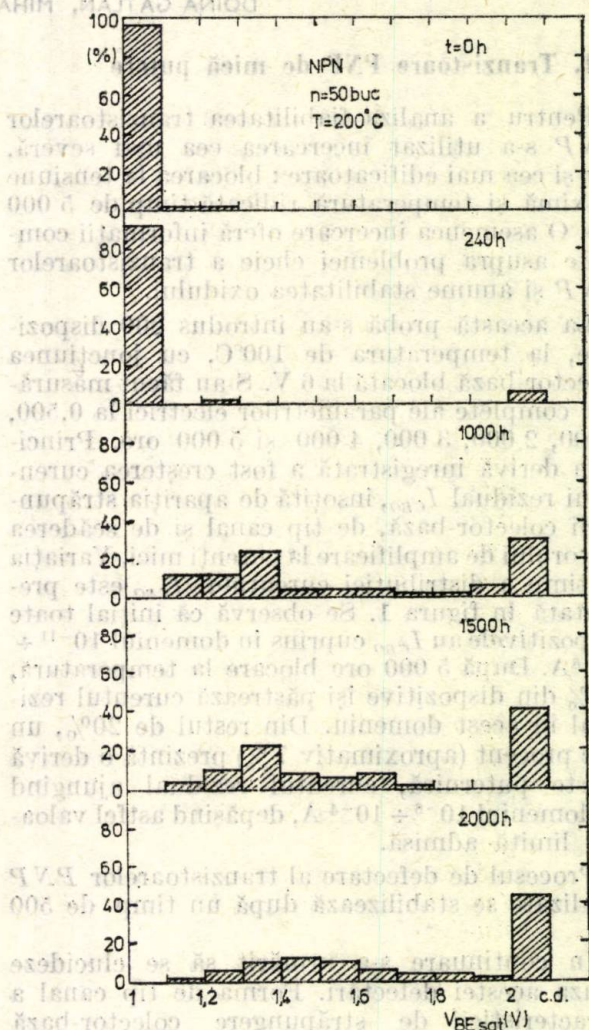


Fig. 5. Variația în timp a distribuției tensiunii V_{BEsat} la tranzistoarele NPN.

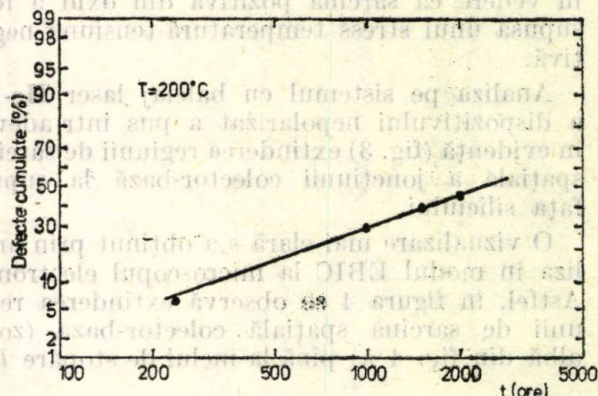
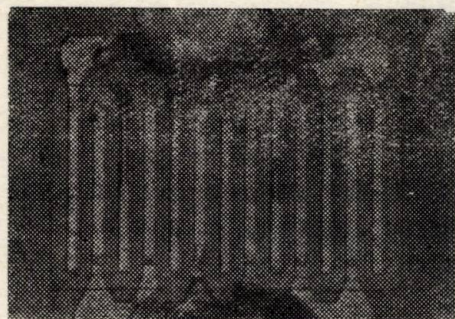
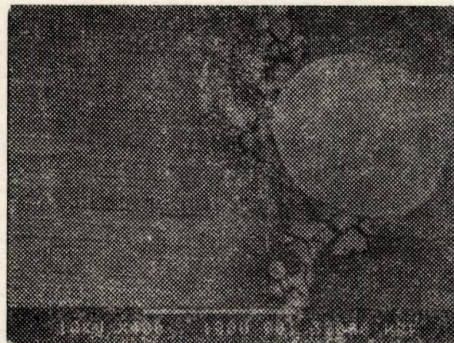


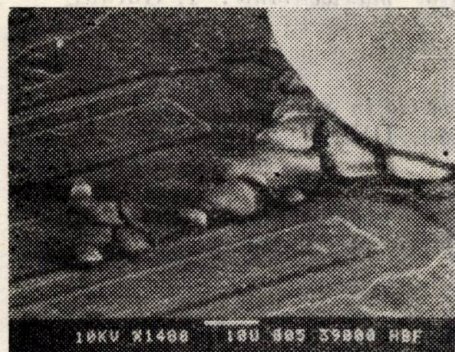
Fig. 6. Distribuția numărului de defecte la tranzistoarele NPN.



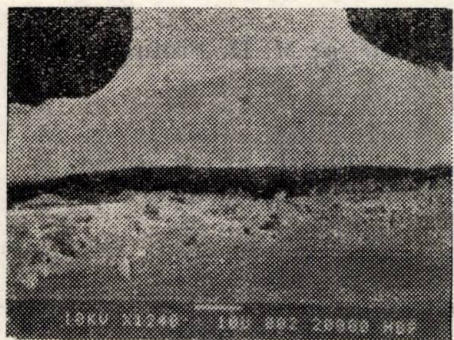
a)



b)



c)



d)

Fig. 7. Analiza microscopică a tranzistoarelor NPN cu plagă purpurie.

terea timpului de stocare produce o dispersie puternică a tensiunii, multe tranzistoare (40%) ajungând să prezinte circuit deschis emitor-bază. Figura 6 arată o distribuție log-normală a vitezei de defectare sugerând că este vorba de un mecanism unic de defectare.

Analiza microscopică făcută în continuare arată că defectul este de tip plagă purpurie.

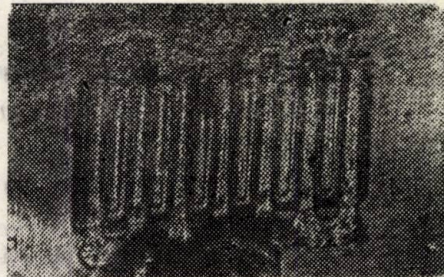


Fig. 8. Interferogramă holografică a unui tranzistor NPN cu plagă purpurie.

Astfel, analiza pe microscop metalografic (fig. 7 a) arată în jurul contactului Au-Al zone de culoare purpurie, reflectând prezența compusului $AuAl_2$. Difuzia masivă a aluminiului a produs în unele locuri întreruperea dinților de metalizare. O analiză în detaliu se poate face pe microscopul electronic. Se observă aspectul granular (fig. 7 b, 7c) al compusului intermetalic Au-Al, explicând valoarea ridicată a rezistenței electrice de contact. În urma constituirii compusilor Au-Al sub firul de aur se formează goluri (fig. 7 d) care slăbesc rezistența mecanică a contactului. Acesta cedează la solicitări mecanice minore.

Plaga purpurie produce și degradarea rezistenței termice a contactului Au-Al. Interferograma holografică din figura 8 pune în evidență existența unor puncte calde ce corespund regiunilor cu aspect granular.

La dispozitive realizate prin tehnologia „fir de aur lipit pe pad de aluminiu” aparția defectului de tip plagă purpurie este inevitabilă. Numărul de defecte poate fi micșorat prin folosirea unor tratamente în hidrogen înainte de închidere. Îmbunătățiri substanțiale ale fiabilității tranzistoarelor bipolare de curent mare pot fi aduse prin folosirea tehnologiei „fir de Al lipit pe pad de Al”.

Lista lucrărilor prezentate la CAS/ICCE—1981 care au fost premiate la deschiderea CAS/ICCE — 1982 pentru originalitate, interes tehnic și calitatea prezentării

Secțiunea „Circuite integrate”

- *Dispozitive cu transfer de sarcină cu porți duale*: R. Bârsan, A. Delibato, ICCE.

Secțiunea „Tehnologie (I)”

- *Modificări ale structurii și proprietăților contactului Al-Si*: Gh. Brezeanu, D. Dascălu, G. Popovici, IPB, P. A. Dan, A. Veron, IPRS.
- *Creșteri electrochimice parazite pe plachete semiconductoare în procesul tehnologic*: M. Bucur, IPRS.

Secțiunea „Analiză și modelare (I)”

- *Efectul dopării emitorului asupra zgomotului de joasă frecvență al tranzistoarelor bipolare cu siliciu*: M. Mihăilă, ICCE.
- *Teoria electronilor fierbinți în aproximația maxwelliană*: I. Gurău, A. Mihnea, ICCE.

Secțiunea „Tehnologie (II)”

- *Tehnologie de mascare a difuziilor adânci de Ga în Si de tip n*: D. Iosif, V. Soltuz, G. Dinoiu, ICCE, F. Turțudău, IPRS.

Secțiunea „Analiză și modelare (II)”

- *Analiza bidimensională a structurilor semiconductoare cu joncțiuni*: M. D. Profirescu, IPB, O. A. Marinescu, IIRUC, H. I. Moarcăș, INMT.

Secțiunea „Microprocesoare”

- *8080 într-un sistem compact multifuncțional pentru măsurători mixte*: A. Caprini, I. Constantinescu, ICSITE.

Secțiunea „Microunde”

- *Optimizarea diodelor PIN pentru unde milimetrice*: M. D. Profirescu, IPB, A. Stănculescu, ITC.

Secțiunea „Testare”

- *Testarea memoriilor MOS cu ajutorul testorului TIMOS-02*: D. Jurcovan, A. Mihăescu, M. Petrică, M. Pețan, I. Tureu, Z. Tureu, ITC-Timișoara.

Secțiunea „Aplicații”

- *Formatoare de impulsuri cu diode ROV405 pentru măsurători de reflectometrie (TDR)*: M. Zaharescu, IFTAR, S. Iordănescu, ICCE.

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text și figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, o iginal și copte carbon sau xerox.

Textul lucrării se compune din părțile specificate în continuare: acestea, urmând drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvintele cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografată la două rânduri.
- Textul de bază — maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură fașă a hîrtiei (format A4), la două rânduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea: Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.
- Bibliografia — pe pagină separată, dactilografată la două rânduri, cu numerotare în ordinea referirii în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).
 - [1] Vladimirescu, A. Calculator Aide1 Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-10, nr. 3, 1975, p. 151-160.
 - [2] Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.
 - [3] Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.
- Legende la figuri — pe pagină, separată dactilografată la două rânduri.

Figurile lucrării, în număr de maximum 10 bucăți, la maximum de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să fină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimările de calculatoare și fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără rețușare în tipografie.



Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

Indicații redactionale

- Manuscrisul trebuie să fie prezentat în două exemplare: unul cu textul și unul cu figurile. Textul trebuie să fie scris în două exemplare, unul cu textul și unul cu figurile. Textul trebuie să fie scris în două exemplare, unul cu textul și unul cu figurile.
- Titlul, subtitlul, adresa autorilor, rezumatul scurt (maxim 50 cuvinte), cuvintele cheie (maxim 5) și cod de clasificare trebuie să fie prezentate în două exemplare. Titlul trebuie să fie scris în două exemplare, unul cu textul și unul cu figurile.
- Textul de bază — maximum 15 pagini, inclusiv referințele — trebuie să fie scris în două exemplare, unul cu textul și unul cu figurile. Textul trebuie să fie scris în două exemplare, unul cu textul și unul cu figurile.
- Referințele — pe paginile de bază, referințele trebuie să fie scrise în două exemplare, unul cu textul și unul cu figurile. Referințele trebuie să fie scrise în două exemplare, unul cu textul și unul cu figurile.
- Legendele în figură — pe paginile de bază, legendele trebuie să fie scrise în două exemplare, unul cu textul și unul cu figurile. Legendele trebuie să fie scrise în două exemplare, unul cu textul și unul cu figurile.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Mașini-unelte, Electrotehnică și Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal

pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45-47, București, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții ca și pentru particulari este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23-25. C. 1446. Taxele postale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import, presă, București — Calea Griviței nr. 64-66. P.O.B. — 3001. — Telex 01.12.26



1502 (10) 17

E 2040

REFERATIA

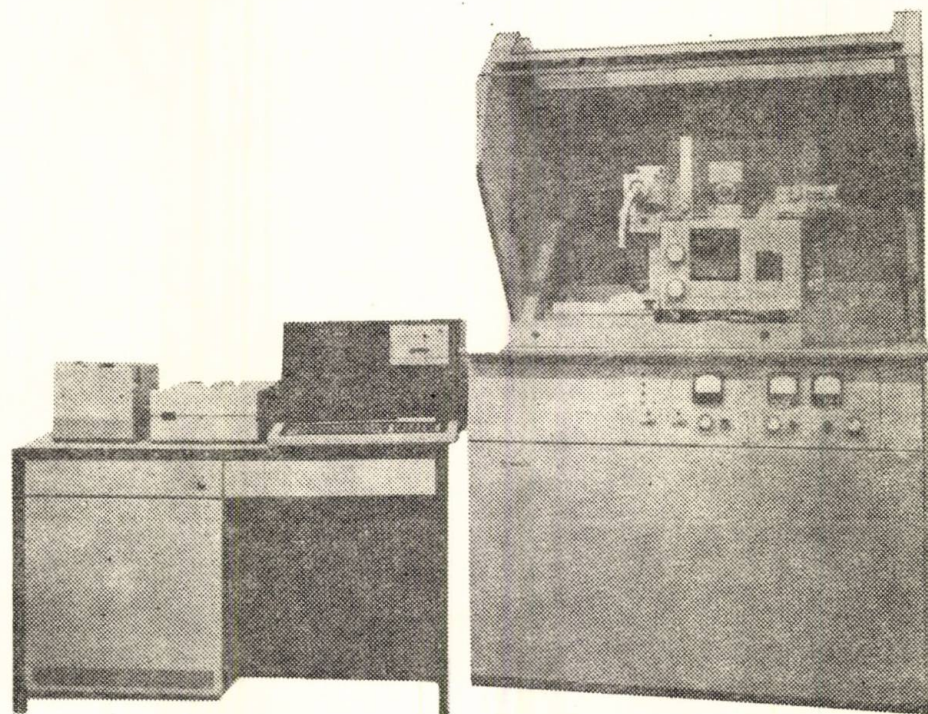


Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 26 • NR. 2 • Iunie 1982

**Un nou difractometru
cu raze X automatizat
de uz general**

DRON-UM 1



-
- vastă gamă de analize structurale cu raze X a materialelor cristaline din diferite domenii ale științei și tehnicii
 - măsurarea unghiurilor de difracție cu mare precizie
 - echipament auxiliar care dă posibilitatea efectuării cercetărilor în condiții de temperatură înaltă și joasă sub unghiurile mici.

Exportator :

 **Techsnabexport**
USSR MOSCOW

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya 121200 Moscova, URSS
Telefon : 244—32—85 Telex : 411328 TSE SU

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 2 iunie 1982

AUTOMATICA

CUPRINS

CZ 621.3.042 : 621.314.1.

CONVERTOR CIRCUIT INTEGRAT

Negoîță, Gh. Mircea : **Convertoare tensiune-frecvență cu echilibrarea sarcinii.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 2, iunie 1982, p. 51

Lucrarea prezintă schemele-bloc ale principalelor tipuri de convertoare tensiune-frecvență, performanțele și aplicațiile acestora. În continuare este descris principiul metodei echilibrării sarcinii. Ultima parte a lucrării prezintă circuitul hibrid H 431, realizat la CCSITS — București.

CZ 621.316 : 621.3.064

CAPACITATE PARAZITĂ TRANZISTOARE PNP

Georgescu, S. ș.a. : **Efecte capacitive parazite în tranzistoare PNP de înaltă frecvență.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 2, iunie 1982, p. 57

Unele tranzistoare PNP de înaltă frecvență prezintă capacități c_{12e} de valori neobișnuit de mari. Acest efect a fost investigat pe două căi : prin măsurători de admitanță complexă Y_{22} în domeniul 1—100 MHz, și prin vizualizarea structurilor la microscopul electronic de baleiaj. S-a constatat că excesul de capacitate se datorează unei joncțiunii induse de cimp în colectorul epitaxial. Din analiza unor structuri de test MOS a rezultat că inversia colectorului este produsă de sarcina electrică fixă din oxidul termic.

CZ 621.316.5

CARACTERIZARE STRUCTURI CI-MOS TESTARE TRANZISTOARE MOS

Călin, T., Voicu, G. : **Interfață programabilă pentru caracterizarea structurilor MOS pe plachetă.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 2, iunie 1982, p. 60

Lucrarea prezintă o interfață programabilă pentru testarea tranzistoarelor MOS, conectată la un sistem automat de testare, controlat de calculator și cuplat la mașina automată de explorare a structurilor pe plachetă. Este descris un set de programe de testare, analiză și caracterizare a tranzistoarelor MOS și a structurilor CI-MOS pe tranzistoare-test. Sunt prezentate caracteristici grafice obținute pentru tranzistoare MOS, interpretări ale acestora privind stabilitatea cu temperatura, și concluzii asupra procesului tehnologic.

CZ. 621.385

SISTEM SiO_2 —GaAs DIFUZIE Zn

Găseanu, F. ș.a. : **Difuzia zincului în GaAs prin straturi de SiO_2 .**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 2, iunie 1982, p. 63

Este analizată difuzia zincului în GaAs prin straturi de SiO_2 depus pirolitic și chimic din fază de vapori pe baza mecanismului disociativ interstițial-substituțional, subliniindu-se rolul SiO_2 și al temperaturii sursei asupra procesului de difuzie.

CZ 621.3.018

MICROPROCESOARE INTERFAȚĂ DE VIZUALIZARE

Steriu, M. D., Șerban, D., Steriu, A. : **Interfață de vizualizare pentru sisteme cu microprocesor.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 2, iunie 1982, p. 68

Lucrarea prezintă o interfață de vizualizare realizată pentru sisteme ce utilizează microprocesorul MC 6800—Motorola, cuplabilă direct la magistralele de adrese, date și control.

CZ 621.394.6 : 621.3.042

SINTEZA DE FRECVENȚĂ RECEPTOARE TV

Bășoiu, M., Pleșca, S. : **Circuite de sinteză a frecvenței pentru receptoare de televiziune.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 2, iunie 1982, p. 72

În lucrare se prezintă principiul de funcționare al sintezei de frecvență folosit la receptoarele TV. Pentru exemplificare se analizează trei circuite tipice de sinteză de frecvență folosite actualmente în tehnica receptoarelor TV.

CZ 621.3.018

MICROPROCESOR EMULATOR

Niculescu, M. ș.a. : **Emulator universal pentru sisteme cu microprocesor.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 2, iunie 1982, p. 78

Folosirea unui emulator de EPROM permite dezvoltarea și depanarea sistemelor uni- și multi—microprocesor cu investiții financiare și de timp minime, indiferent de tipul microprocesorului folosit. Lucrarea prezintă realizarea practică a unui emulator de 1kx8, condus de un microcomputer. El permite controlul unui sistem cu microprocesor, prototip, în timp real sau pas cu pas, cu puncte de oprire (break-point) hard sau soft cu intercondiționări, trasarea desfășurării programului etc.

CZ 621.318.7 : 621.396.24

FILTRE PROGRAMABILE TRADUCTOR ELASTO-ELECTRIC

Ionîță, Gh., Iancu, O. : **Filtre programabile cu undă elastică de suprafață**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 2, iunie 1982, p. 81

Lucrarea expune modalități de realizare a filtrelor cu posibilități de programare a răspunsului în timp și propune o metodă originală de proiectare a traductoarelor interdigitale, elemente de bază în construcția unor astfel de filtre, prin impunerea valorilor de transfer elastic-electric și elastic-clasic. Se rezolvă atît proiectarea pe substrat piezoelectric cit și pe Si.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.042:621.314.1

КОНВЕРТЕР ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА

Негоица, Г. Мирча: Конвертеры напряжения-частоты с уравниванием нагрузки.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 2, июнь 1982, стр. 51

В работе представлены схемы-блок основных типов конвертеров напряжения — частоты, их технические характеристики и применение. Затем, описывается принцип метода уравнивания нагрузки. В конце работы представлена гибридная цепь Н 431 осуществленная в Научно-исследовательском институте по полупроводникам (CCSITS) — Бухарест.

УДК 621.316:621.3.064

ПАРАЗИТНАЯ ЁМКОСТЬ ТРАНЗИСТОРЫ ПНП

Джеорджеску, С. и др.: Явление паразитной ёмкости в высокочастотных транзисторах ПНП.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 2, июнь 1982, стр. 57

Некоторые высокочастотные транзисторы ПНП представляют ёмкости C_{12e} необычно большой величины. Это явление было исследовано двумя способами: путём измерения комплексной проводимости Y_{22} в интервале 1—100 МГц, и визуализации структур с помощью электронного микроскопа с развёрткой. Было установлено, что избыток мощности является результатом индуцированного полем перехода в эпитаксиальном коллекторе. Из анализа некоторых испытываемых структур MOS вытекает, что инверсия коллектора вызвана постоянной электрической нагрузкой термической окиси.

УДК 621.316.6

ХАРАКТЕРИЗАЦИЯ СТРУКТУР SI—MOS ТЕСТ-ПРОВЕРКА ТРАНЗИСТОРОВ MOS

Кэлин, Т., Войку, Г.: Программируемый интерфейс для характеристики структур MOS на плате.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 2, июнь 1982, стр. 60

В работе представлен программируемый интерфейс для тест-проверки транзисторов MOS, присоединенный к автоматической системе тест-проверки, контролируемой ЭВМ и соединенной с автоматической машиной для исследования структур на плате. Представлены набор программ тест-проверки, анализа и характеристики транзисторов MOS и структур SI MOS на транзисторах теста. Представлены графические характеристики, полученные для транзисторов MOS, и их интерпретация с точки зрения устойчивости температуры, а также выводы относительно технологического процесса.

УДК 621.385

СИСТЕМА SiO_2 —GaAs ДИФФУЗИЯ Zn

Гэисану, Ф. и др.: Диффузия цинка в GaAs через слой SiO_2 .

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 2, июнь 1982, стр. 63

Анализируется диффузия цинка в GaAs через слой SiO_2 , осажденные пиролизически и химически из парообразной фазы на основе диссоциального промежуточно-субституционального механизма, и подчеркивается влияние SiO_2 и температуры источника на диффузионный процесс.

УДК 621.3.018

МИКРОПРОЦЕССОРЫ ИНТЕРФЕЙС ВИЗУАЛИЗАЦИИ

Стерну, М. Д., Шербан, Д., Стерну, А.: Интерфейс визуализации для систем с микропроцессорами.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 2, июнь 1982, стр. 68

В работе представлен интерфейс визуализации, созданный для систем использующих микропроцессор MC 6 800 — Моторола, подключаемый непосредственно на магистрали адресов, данных и контроля.

УДК 621.394.6:621.3.042

СИНТЕЗ ЧАСТОТЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ПРИЕМНИК

Вэшою, М., Плеска, С.: Цепи синтеза частоты для телевизионных приемников.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 2, июнь 1982, стр. 72

В работе представлен принцип синтеза частоты в применении к телевизионным приемникам. В качестве примера анализируются три типичные цепи синтеза частоты, используемые в настоящее время в технике телевизионных приемников.

УДК 621.3.018

МИКРОПРОЦЕССОР ЭМУЛЯТОР

Никулеску, М. и др.: Универсальный эмулятор для системы с микропроцессорами.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 2, июнь 1982, стр. 78

Использование эмулятора ЭПРОМ способствует развитию и устранению повреждений одно — или много-микропроцессорных систем с минимальными инвестициями финансов и времени, независимо от типа используемого микропроцессора. В работе представлено практическое осуществление эмулятора 1 кх8, управляемого микрокомпьютером. Он позволяет проверку системы с микропроцессором, прототипа, в реальное или шаговое время, с точками остановки (break-point) hard или soft с взаимодействием, а также намечает трассу развития программы и др.

УДК 621.318.7:621.396.24

ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ФИЛЬТРЫ ЭЛАСТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ДАТЧИК

Ионица, Г., Янку, О.: Программируемые фильтры эластической поверхностной волной.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 2, июнь 1982, стр. 81

В работе представлены способы осуществления фильтров с возможностью программировать ответ во времени и предлагается оригинальный метод проектирования интердигитальных датчиков, основных элементов в конструкции подобных фильтров, требуя величин перехода эластико-электрического и эластико-классического. Проектирование осуществляется как на пьезо-электрическим, так и на Si субстрате.

INHALT

DK 621.3.042:621.314.1

WANDLER INTEGRIERTE KREISSCHALTUNG

Negoia, Gh. Mircea: Spannungs-Frequenz Wandler mit Gleichgewichtsbelastung.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, Nr. 2, Juni 1982, S. 51

Die Arbeit stellt ein Blockschaltbild der bedeutendsten Wandlertypen Spannung-Frequenz, die Performanzen und deren Anwendbarkeiten dar.

Weiterhin wird das Prinzip der Gleichgewichtsmethode für Belastung beschrieben. Der letzte Teil der Arbeit stellt die hybride Schaltung H 431, hergestellt in Bukarest — CCSITS, dar.

DK 621.316:621.3.064

SCHALT-KAPAZITÄT TRANSISTOREN PNP

Georgescu, S. u.a.: Kapazitive Schalteffekte in PNP-Transistoren mit hoher Frequenz.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, Nr. 2, Juni 1982, S. 57

Einige PNP-Transistoren mit hoher Frequenz stellen Kapazitäten C_{12e} von unerhöht grossen Werte dar. Dieses Effekt wurde auf zwei Wege untersucht: und zwar durch komplexe Admittanzmessungen Y_{22} im Bereich der 1—100 MHz und durch visuelle Strukturen beim elektronischen Abtastmikroskop. Es wurde festgestellt, dass der Kapazitätüberschuss einer Verbindung des Feldes im epitaxialen Kollektor verdankt wird. Aus der Strukturanalyse des Testes MOS ergab, dass die Kollektordinversion aus der elektrischen fixen thermo-oxyd Belastung hergestellt ist.

DK 621.316.5

STRUKTURCHARAKTERISIERUNG CI-MOS TRANSISTORENTESTE MOS

*Călin, T., Voicu, G. : Programmierbare Interface für die
Strukturcharakterisierung MOS auf der Platte.*

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, Nr. 2, Juni 1982, S. 60

Die Arbeit stellt eine programmierbare Interface für die MOS Transistorenprüfung dar, die an einem automatischen Prüfsystem geschaltet ist, von dem Rechner kontrolliert und an der automaten Abtastmaschine der Strukturen auf der Platte gekoppelt. Es wird ein Prüfprogrammset, die MOS-Transistorenanalyse — und Struktur und derjenige der Strukturen CI—MOS auf Prüfungstransistoren beschrieben. Ausserdem werden graphische Charakteristiken die für MOS-Transistoren erhalten sind, Interpretationen bezüglich dieser Transistoren mit Hinweis auf Temperaturstabilität und Schlussfolgerungen bezüglich des technologischen Prozess, dargestellt.

DK 621.385

SYSTEM SiO_2 —GaAs DIFFUSION Zn

Găiseanu, F. u.a. : Die Zinkdiffusion in GaAs mit Beschichtung der SiO_2 .

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, Nr. 2, Juni 1982, S. 63

Die Zinkdiffusion in GaAs durch Beschichten der SiO_2 , der chemisch und pyrolytisch gelagert ist aus der Dampfphase auf Grund des dissoziativen Mechanismus, indem man die Rolle des SiO_2 und der Temperaturquelle auf dem Diffusionsprozess unterschreibt, wird in der Arbeit analysiert.

DK 621.3.018

MIKROPROZESSOREN VISUELLE INTERFACE

Steriu, M. D., Șerban, D., Steriu, A. : Visuelle Interface für Mikroprozessorensysteme.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, Nr. 2, Juni 1982, S. 68

Die Arbeit stellt eine visuelle Interface, die für Systeme in Mikroprozessorenverwendung MC—6800—Motorola hergestellt werden, und sie wird direkt an die Adressen, Daten und Kontrolle gekoppelt, dar.

DK 621.394.6:621.3.042

FREQUENZSYNTHESE TV—EMPFÄNGER

Băsoiu, M., Pleșca, S. : Synthese Kreisläufe der Frequenz für Fernsehempfänger.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, Nr. 2, Juni 1982, S. 72

Die Arbeit stellt das Betriebsprinzip der Frequenzsynthese die bei TV-Empfänger verwendet werden, dar. Für Exemplifizieren werden drei typische Kreisläufe von Frequenzsynthese die in der heutigen TV-Empfängertechnik verwendet, analysiert.

DK 621.3.018

MIKROPROZESSOR EMULATOR

Niculescu, M. u.a. : Universeller Emulator für Systeme mit Mikroprozessoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, Nr. 2, Juni 1982, S. 78

Die Anwendung eines EPROM-Emulators gestattet die Entwicklung der Uni- und Multi-Mikroprozessorsysteme mit Investitionen und Kurzzeiten, unabhängig vom Anwendungstyp des Mikroprozessors. Die Arbeit stellt die praktische Entwicklung eines $1k \times 8$ Emulators dar, der von einem Mikrorechner geleitet wird. Er gestattet die Kontrolle eines Mikroprozessorsystems, Prototyp, in realer Zeit oder Schritt mit Schritt mit Stoppunkten (break-point) Hard oder Soft mit Zwischenbedingungen, mit Festlegung der Programmteufaltung u.s.w.

DK 621.318.7:621.396.24

PROGRAMMIERBARE FILTER ELEKTRISCH-ELASTISCHER GEBER

Ionit, Gh., Iancu, O. : Programmierbare Filter mit elastischen Oberflächenwellen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 23, Nr. 2, Juni 1982, S. 81

Die Arbeit beschreibt Realisationsmöglichkeiten der Filter mit programmierbaren Möglichkeiten bezüglich der Antwort

in Zeit und schlägt eine originelle Projektierungsmethode der internumerischen Geber vor, durch den Wertbedarf der elektrisch-elastischen und elektrisch-klassischen Übergänge. Es ergibt sich sowohl die Projektierung auf piezoelektrischen Untergrund als auch auf Si.

SUMMARY

DC 621.3.042 : 621—314.1

CONVERTER INTEGRATED CIRCUIT

Negoiță, Gh. Mircea : Load compensation voltage-frequency converters.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, June 1982, p. 51

The study presents the low charts of the main types of voltage-frequency converters, their performances and applications. The principle of the load compensation method is described. The last part of the study presents the H431 hybrid circuit, conceived by CCSITS—Bucharest.

DC 621.316 : 621.3.064

STRAY CAPACITANCE PNP TRANSISTORS

Georgescu, S. a.a. : Stray capacitive effects in high voltage PNP transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, June 1982, p. 57

Some high voltage PNP transistors have C_{12c} capacitances of particularly high values. This effect has been investigated along two lines : by measurements of Y_{22} complex admittance within the range 1—100 MHz and by visualization of structures under scanning electronic microscope. The excess of capacitance has been proved to be due to a junction induced by the field within the epitaxial collector. The MOS test structural analysis has demonstrated that the collector inversion, is produced by the fixed electric load in the thermal oxide.

DC 621.316.5

CHARACTERIZATION OF CI-MOS STRUCTURE MOS TRANSISTOR TESTING

Călin, T., Voicu, G. : Programmable interface for characterization of MOS structure on plates.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, Juni, 1982, p. 60

The present study presents a programmable interface for testing MOS transistors, connected to an automated test system controlled by the computer and coupled to the automated equipment for plate structures exploration. A set of test programmes regarding the MOS transistors analysis and characterization of CI—MOS structures on test transistors is described. Graphic characteristics for MOS transistors, their interpretation from the point of view of stability with respect to temperature and conclusions on the technological process presented.

DC 621.385

SiO_2 —GaAs SYSTEM Zn DIFFUSION

Găiseanu, F. a.a. : Zinc diffusion in GaAs through SiO_2 layers.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, June 1982, p. 63

It analyzes the zinc diffusion in GaAs through SiO_2 layers pyrolytically and chemically deposited in vapour state on the basis of interstitially-substitutionally dissociative mechanism stressing on the SiO_2 and source temperature role on the diffusion process.

D.C.621.3.018

MICROPROCESSORS VISUALIZATION INTERFERENCE

Steriu, M. D., Șerban, D., Steriu, A. : Visualization interference for microprocessor systems.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26 no. 2, June 1982, p. 68

A visualization interface for 6800—Motorola microprocessor systems which can be directly coupled to address data and control base line is presented.

DC 621.394.6 : 621.3.042.

FREQUENCY SYNTHESIS TV RECEIVERS

Băsoiu, M., Pleșca, S. : **Frequency synthesis circuits of TV receivers.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, June 1982, p. 72

The operating principle for frequency synthesis used by TV receivers is presented. Three typical frequency synthesis circuits used today in TV receiver techniques are given as examples.

DC 621.3.018

MICROPROCESSOR EMULATOR

Niculescu, M. a.a. : **Universal emulator for microprocessor systems.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, June 1982, p. 78

The use of an EPROM emulator allows the development and mending of single and multimicroprocessors, with minima time and financial investments, regardless the type of microprocessor. The article presents the practical achievement of a $1k \times 8$ emulator, controlled by a microcomputer. It allows the control of a prototype microprocessor in real time or step by step with break-points, hard or soft interconditionings, display of the programme etc.

DC 621.318.7 : 621.396.24

PROGRAMMABLE FILTRE ELASTO-ELECTRIC TRANSDUCER

Ioniță, Gh., Iancu, O. : **Programmable filters having surface elastic wave.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, June 1982, p. 81

The study presents the methods of achieving filters with possibilities of programming the response in time and proposes, an original method for the design of interdigital transducers which are basic elements for such filters, by imposing the elastic-electric and elastic-classic transfer values, thus solving the problem of designing on piezoelectrical sublayer and on Si.

SOMMAIRE

DC 621.3.042, 621.314.1

CONVERTISSEUR CIRCUIT INTEGRÉ

Negoia, Gh., Mircea : **Convertisseurs de tension-fréquence à équilibrage des charges.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, juin 1982, p. 51

L'ouvrage présente les schémas-blocs des principaux types de convertisseurs de tension-fréquence, leurs performances et leurs applications. Par la suite on décrit le principe de la méthode de l'équilibrage des charges. La dernière partie de l'ouvrage présente le circuit hybride H 431 réalisé à CCSITS — Bucharest.

DC 621.316.621.3.064

CAPACITÉ PARASITE TRANSISTORS PNP

Georgescu, S. ș.a. : **Effets des capacités parasites dans les transistors PNP à haute fréquence.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, juin 1982, p. 57

Certains transistors PNP à haute fréquence présentent des capacités C_{12e} ayant des valeurs très grandes cet effet a été étudié à l'aide de deux méthodes : il s'agit des mesures d'admittance complexe Y_{22} , dans le domaine de 1 à 100 MHz et de la visualisation des structures par le microscope électronique à balayage. On a constaté que l'excès de capacité se produit à cause d'une jonction induite par le champ dans le collecteur épitaxial. L'analyse de quelques structures MOS soumises aux tests a mis en évidence le fait que l'inversion du collecteur se produit à cause de la charge électrique fixe de l'oxyde thermique.

DC 621.316.5

CARACTERISATION DE LA STRUCTURE CI-MOS TEST DES TRANSISTORS MOS

Călin, T., Voicu, G. : **Interface programmable pour la caractérisation des structures MOS sur plaque.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, juin 1982, p. 60

L'ouvrage présente une interface programmable, pour le test des transistors MOS, l'interface est liée à un système automatique de test contrôlé par le calculateur et couplé au dispositif automatique d'exploration des structures sur plaques. On présente un set de programmes de test, analyse et caractérisation des transistors MOS et des structures CI-MOS à l'aide des transistors de test. On présente les caractéristiques graphiques obtenues dans le cas des transistors MOS et leurs interprétations en ce qui concerne la stabilité en fonction de la température, on présente aussi des conclusions sur la technologie.

DC 621.385

SYSTÈME SiO_2/GaAs DIFFUSION Zn

Găiceanu, F. ș.a. : **La diffusion du zinc dans le GaAs par les couches de SiO_2 .**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, juin 1982, p. 63

On fait l'analyse de la diffusion du zinc dans la GaAs par les structures des dépôts pyrolytiques et chimiques de SiO_2 en état de vapeurs à base du mécanisme de dissociation interstitiel — sousstitutionnel, en mettent en évidence l'influence du SiO_2 et de la température de la source sur le processus de diffusion.

DC 621.3.018

MICROPROCESSORS INTERFACE DE VISUALISATION

Steriu, M. D., Șerban, D., Steriu, A. : **Interface de visualisation pour systèmes à microprocesseur.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, juin 1982, p. 68

L'ouvrage présente une interface de visualisation réalisée dans le but des systèmes utilisant de microprocesseur MC 6800 — Motorola qu'on peut coupler directement au bus d'adresses de données et de contrôle.

DC 621.394.6.621.3.042

SYNTHÈSE DE FREQUENCE RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION

Băsoiu, M., Pleșca, S. : **Circuits de synthèse de la fréquence pour les récepteurs de télévision.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, juin 1982, p. 72

L'ouvrage présente le principe de fonctionnement de la synthèse de fréquence, principe utilisé dans la structure des récepteurs de télévision. En guise d'exemple on présente l'analyse de trois circuits typiques pour la synthèse de fréquence qui de nos jours s'emploient dans la structure des récepteurs de télévision.

DC 621.3.018

MICROPROCESSEUR ÉMULATEUR

Niculescu, M. ș.a. : **Emulateur universel pour les systèmes à microprocesseur.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, juin 1982, p. 78

L'emploi d'un émulateur de EPROM rend possible le développement et de débannage des systèmes uni ou multi microprocesseur à investissement et à temps minimum, quelque soit le type de microprocesseur utilisé. L'ouvrage présente la mise en pratique d'un émulateur de $1k \times 8$ commandé par microordinateur. Celui-ci rend possible le contrôle d'un système à microprocesseur, prototype, en temps réel on pas-à-pas à point d'arrêt (break-point) hard ou soft à interconditionnement, le traçage du déroulement du programme etc.

DC 621.318.7.621.396.24

FILTRES PROGRAMMABLES CAPTEUR ELASTO-ELECTRIQUE

Ioniță, Gh., Iancu, O. : **Filtres programmables à onde élastique de surface.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 26, no. 2, juin 1982, p. 81

L'ouvrage présente les modalités de réalisation des filtres ayant de possibilités de programmation de la réponse dans le temps et propose une méthode originale de réalisation des capteurs interdigitales, éléments de grande importance dans la structure d'un tel filtre, en imposant les valeur de transfert élastique-électrique et élastique-clasique. De cette manière on trouve une solution permettant la réalisation sur un substrat piezo-électrique ou sur Si.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 2

CZ 621.3.042. :621.314.1

CONVERTOR
CIRCUIT INTEGRAT

Convertoare tensiune-frecvență cu echilibrarea sarcinii

MIRCEA GH. NEGOIȚĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Convertoarele tensiune-frecvență sînt în prezent utilizate pe scară largă de către proiectanții de sisteme datorită faptului că, în tehnologia actuală de realizare (sub formă de circuite integrate monolitice sau hibride), prețul lor de cost a scăzut de cel puțin 10 ori, dar mai ales pentru performanțele deosebit de bune pe care le prezintă în privința principalilor parametri electrici: liniaritatea conversiei și stabilitatea cu temperatura [1].

Aria de utilizare a convertoarelor tensiune-frecvență este vastă și în continuă extindere. Astfel, în sistemele cu microcalculatoare, schemele-bloc clasice de interfețe pentru intrări analogice cedează cel mai mult locul schemelor-bloc bazate pe conversia tensiune-frecvență. Alte aplicații frecvente ale acestor circuite sînt: tehnici de izolare a tensiunilor de mod comun ridicate, măsurători de rapoarte, integrarea semnalelor analogice, etc... Asemenea circuite mai pot fi utilizate și în aparate care includ multimetre de 3 1/2 digiți sau panelpetre digitale de înalte performanțe [2].

1. Tehnici de bază pentru realizarea conversiei tensiune-frecvență

Dacă realizarea convertoarelor tensiune-frecvență sub formă de circuite integrate hibride este relativ nouă, tehnica convertirii unui nivel de tensiune într-un semnal de o anumită frecvență nu este nouă.

Un convertor $v-f$ acceptă un semnal analogic (tensiune sau curent) la intrare și generează

la ieșire un tren de impulsuri dreptunghiulare a cărui frecvență este direct proporțională cu nivelul de la intrare.

Principalele tipuri de scheme-bloc utilizate actualmente în realizarea convertoarelor $v-f$ sînt prezentate în figura 1 (a, b, c).

Cea mai simplă formă de conversie $v-f$ (fig. 1, a) folosește o sursă de curent care comandă încărcarea liniară a unui condensator pînă la un nivel de tensiune (prag) determinat de tensiunea de referință. În momentul atingerii pragului, comparatorul își schimbă starea și basculează un circuit basculant monostabil care produce la ieșire un impuls standard de durată constantă. În același timp, este acționat un comutator care asigură începerea descărcării condensatorului, la a cărei terminare, ciclul se reia. Dacă generatorul de curent este proiectat în așa fel încît curentul să fie proporțional cu tensiunea de intrare, are loc o conversie $v-f$.

O altă implementare a metodei „rampă — prag”, prezentată în figura 1a, este varianta din figura 1b, unde în paralel cu condensatorul de integrare al integratorului apare un tranzistor bipolar cu rol de comutator. La intrarea schemei se aplică o tensiune de intrare negativă, integratorul realizînd o integrare în sens pozitiv pînă cînd la ieșire sa se atinge nivelul tensiunii de referință. În acest moment comparatorul își schimbă starea logică de la ieșire și basculează circuitul basculant monostabil, în același timp readucînd integratorul la nivel de ieșire zero prin saturarea tranzistorului comutator. Această schemă nu oferă liniarități mai bune decît 1%.

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

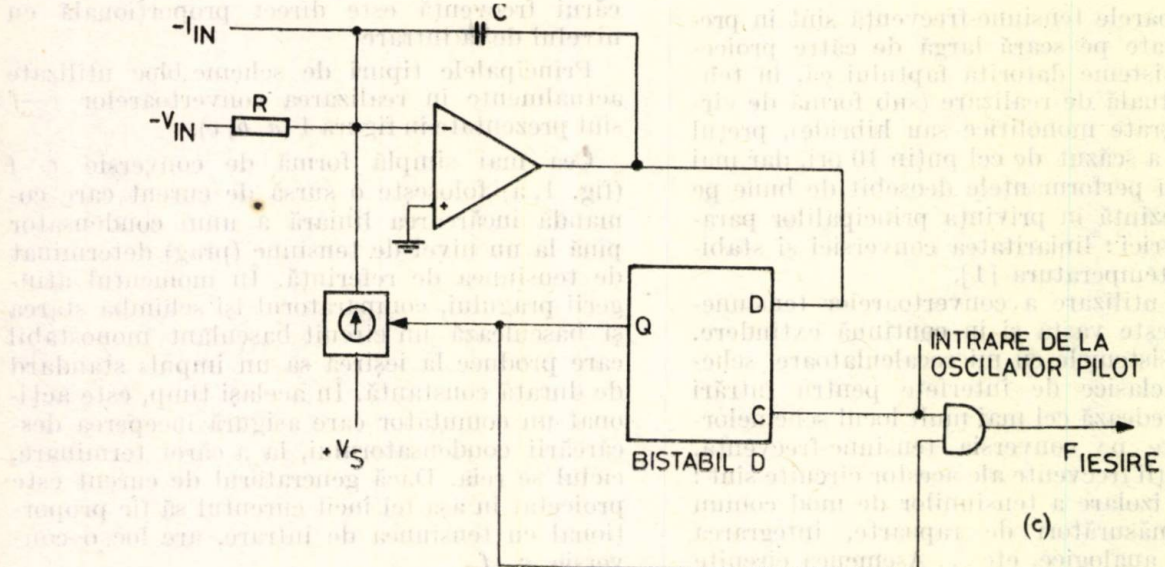
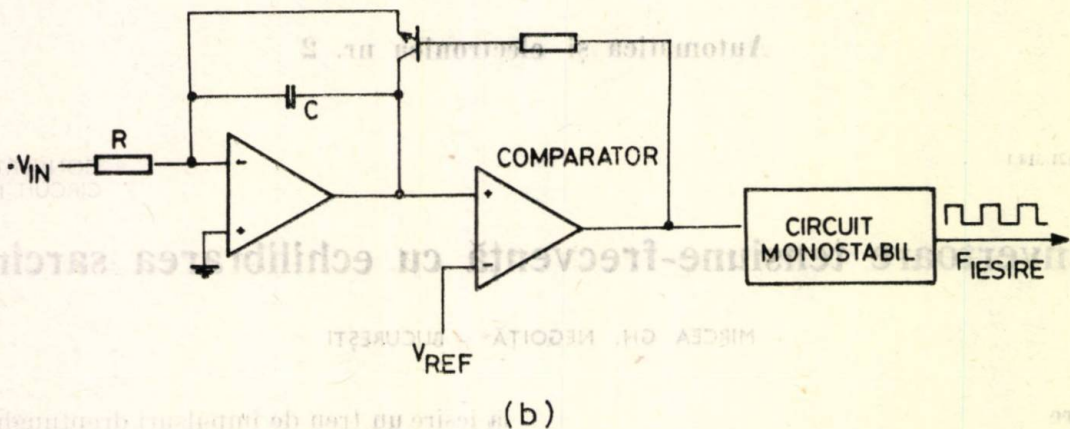
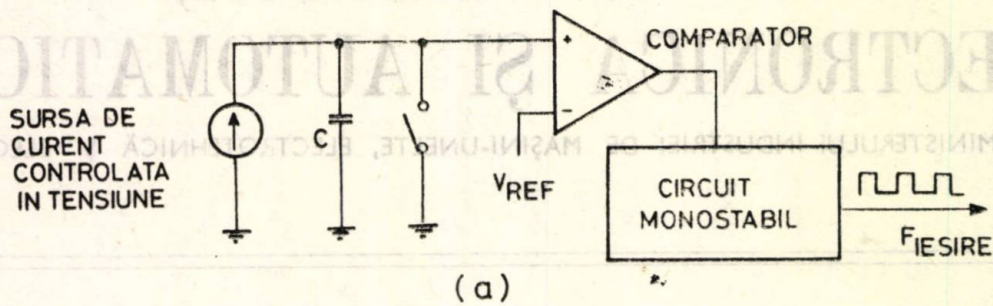


Fig. — 1 Scheme-bloc de bază utilizate pentru conversia tensiune-frecvență.

Metoda „delta — sigma” (fig. 1 c) este folosită când impulsurile de la ieșirea convertorului $v-f$ trebuie să fie sincronizate cu un oscilator pilot [6, 7]. Impulsurile de ieșire sunt declanșate de către o celulă de circuit basculant bistabil tip D , care comandă un generator de curent, în momentul cind ieșirea integratorului este în stare logică 1 , pe frontul pozitiv la sosirea impulsului de tact. Această metodă folosește la intrare o sursă de semnal (tensiune sau curent) negativ, iar generatorul comandat care furnizează curentul de referință, injectează curent pe intrarea sumatoare a integratorului. Impul-

surile de la ieșirea convertorului sînt combinația logică a impulsurilor oscilatorului pilot și ieșirii Q a celei bistabile tip D , realizată cu o poartă „ȘI”. Ca urmare, frecvența impulsurilor dreptunghiulare de la ieșire este atît proporțională cu tensiunea de intrare, cît și sincronă cu oscilatorul pilot.

În privința tehnologiei de realizare, convertoarele tensiune-frecvență se clasifică în două categorii: circuite integrate monolitice sau circuite integrate hibride. Ultima variantă fiind mai răspîndită, în special datorită liniarității superioare.

Cel mai important parametru electric al convertoarelor tensiune-frecvență este liniaritatea, care poate varia între $0,001\%FS \div 0,05\%FS$ (FS fiind frecvența maximă de ieșire) pe întreg domeniul de variații a intrării la circuitele considerate de înaltă performanță, cărora le mai este caracteristică și o excelentă stabilitate cu temperatura — tipică între $10 \div 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ — pe întreaga gamă a temperaturilor de funcționare.

Domeniul tipic de variație a mărimii analogice de intrare este $0 \div 10V$ sau $0 \div -10V$ pentru intrări în tensiune și $0 \div 1\text{mA}$ sau $0 \div -1\text{mA}$ pentru intrări în curent; depășirea domeniului este tipică între $10\%FS$ și $100\%FS$. Modelele produse în prezent au plaja frecvențelor de ieșire fie $0 \div 10\text{kHz}$, fie $0 \div 100\text{kHz}$. Mai rar se produc circuite cu frecvența de ieșire maximă 1 MHz sau 5 MHz . La ieșire sînt furnizate impulsuri standard de durată constantă compatibile DTL, TTL, CMOS, permițînd o interfațare directă cu circuite digitale.

În privința intrării convertoarelor $v-f$, faptul că nivelul semnalului analogic de intrare poate varia între $-10V$ și $10V$, le face direct compatibile cu circuitele integrate analogice monolitice și hibride ca: amplificatoare operaționale, amplificatoare cu memorare și eșanționare, multiplicatoare analogice, etc. ... În plus, alimentarea se face de la sursele standard de $\pm 15V$ (ca și în cazul amplificatoarelor operaționale) și consumul de curent este moderat $\leq \pm 25 \text{ mA}$.

În exterior convertoarele tensiune-frecvență sînt prevăzute cu circuite de reglaj fin, pentru calibrarea strictă, adică anularea erorii de offset ϵ_D și a erorii amplificării ϵ_{FS} [3, 5, 7, 8].

2. Principiul metodei echilibrării sarcinii

În schemele clasice de conversie tensiune-frecvență, tensiunea analogică de intrare este transformată, prin integrare, într-o rampă de polaritate opusă față de cea a semnalului de intrare; în momentul în care rampa atinge nivelul de prag, un comparator comandă descărcarea condensatorului integratorului, asigurînd evacuarea completă a sarcinii efective stocate de integrator. În acest mod tensiunea de ieșire a integratorului revine la zero și procesul se repetă [6, 7]. Dificultățile de bază ale unor scheme astfel concepute apar la conversia unor semnale avînd nivelul apropiat de zero, cînd frecvența generată trebuie să fie zero, pentru un nivel zero al semnalului de intrare. Ori în acest caz, existența unui curent de offset al integratorului îngreunează realizarea acestui deziderat.

Metoda „echilibrării sarcinii” este specifică conversiei tensiune-frecvență de foarte bună liniaritate [2, 3]. În această metodă (fig. 2), tensiunea sau curentul sînt injectate pe intrarea inversoare a unui integrator realizat cu amplificator operațional. Ieșirea integratorului merge la un circuit de temporizare de precizie („timer”) care generează impulsuri cu durata de

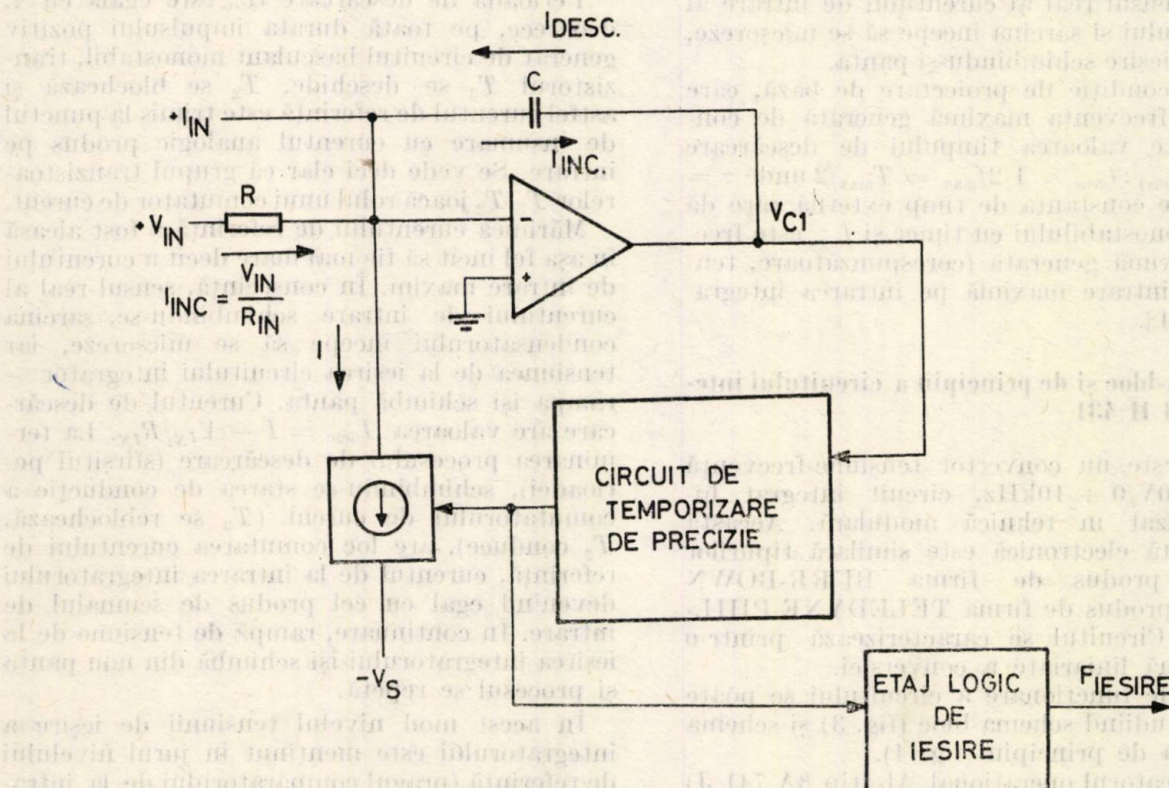


Fig. 2. Schema-bloc a conversiei $v-f$ bazată pe metoda echilibrării sarcinii.

mare precizie. Ieșirea „timer-ului” comandă un generator de curent de referință în impulsuri. Acesta din urmă trage impulsuri de curent prin intrarea sumatoare a integratorului. Impulsurile de curent apar cu o frecvență care echilibrează exact curentul pozitiv de pe intrarea integratorului. Curentul injectat pe intrarea inversoare a integratorului încarcă condensatorul C pînă cînd este atins nivelul de prag al comparatorului din circuitul de temporizare. În acest moment circuitul basculant monostabil din timer furnizează la ieșire un impuls standard, pe durata căruia are loc descărcarea condensatorului asigurată de curentul de referință care iese din intrarea integratorului. Condensatorul nu se descarcă complet ci numai pînă la valoarea nivelului de prag al comparatorului, (care este diferită de zero). O caracteristică fundamentală a circuitului de temporizare este aceea că nivelul de prag al comparatorului are o valoare bine precizată, diferită de zero, caracterizată printr-o extrem de bună stabilitate cu temperatura, de ordinul $0,005\%/^{\circ}\text{C}$.

Prin metoda echilibrării sarcinii, nivelul tensiunii de ieșire a integratorului este menținut mai mare sau egal cu nivelul de referință (pragul comparatorului) și dificultatea realizării frecvenței de ieșire zero pentru un nivel zero al semnalului de intrare, dispăre. Mărirea curentului de referință I se alege în așa fel încît să fie mai mare decît a oricărui curent de intrare: $I \gg V_{IN\max}/R_{IN}$. Această condiție de proiectare este importantă, intrucît, în cazul descărcării, schimbă sensul real al curentului de intrare al integratorului și sarcina începe să se micșoreze, rampa de ieșire schimbîndu-și panta.

O altă condiție de proiectare de bază, care limitează frecvența maximă generată de convertor este valoarea timpului de descărcare $t_{\text{desc}} = \tau(\text{impus})$: $t_{\text{desc}} < 1/2f_{\text{max}} = T_{\text{max}}/2$ unde $\tau = RC$ este constanta de timp externă care dă durata monostabilului cu timer și f_{max} este frecvența maximă generată (corespunzătoare, tensiunii de intrare maximă pe intrarea integratorului) [4].

3. Schema-bloc și de principiu a circuitului integrat hibrid H 431

H 431 este un convertor tensiune-frecvență de $0 \div 10\text{V}/0 \div 10\text{kHz}$, circuit integrat hibrid realizat în tehnică modulară. Această componentă electronică este similară tipurilor VFC 12 produs de firma BURR-BROWN sau 4701 produs de firma TELEDYNE-PHILBRICK. Circuitul se caracterizează printr-o foarte bună liniaritate a conversiei.

Modul de funcționare a circuitului se poate înțelege studiind schema-bloc (fig. 3) și schema electronică de principiu (fig. 4).

Amplificatorul operațional A1 (tip $\beta\text{A 741 J}$) este conectat în configurație de integrator; am-

plificatorul operațional A2 (tot tip $\beta\text{A 741 J}$) este conectat ca generator de curent constant. Circuitul integrat $\beta\text{A555 E}$ — timer de precizie — este conectat în conexiune de circuit basculant monostabil.

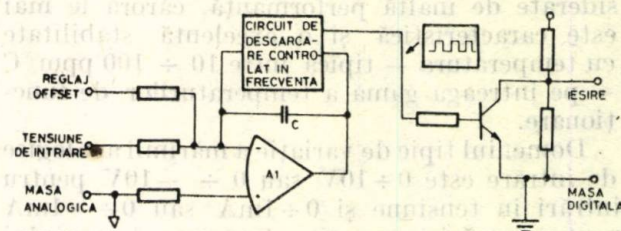


Fig. 3. Schema-bloc a circuitului integrat hibrid H 431.

La tensiunea $V_{IN} = 0$, ieșirea integratorului stă agățată la $+15\text{V}$.

În prima perioadă t_{inc} se produce încărcarea capacității C_1 datorită curentului de încărcare $I_{\text{inc}} = V_{IN}/R_{IN}$, fenomen care are loc pînă în momentul atingerii tensiunii de prag a circuitului $\beta\text{E 555}$: $V_{\text{prag}} = (1/3)V_{cc} \cong \frac{1}{3}6\text{V} \cong 2\text{V}$. În

toată această perioadă tranzistorul T_3 este blocat, T_2 conduce. Atingerea pragului de basculare marchează sfîrșitul perioadei de încărcare t_{inc} și începutul perioadei de descărcare — t_{desc} — a condensatorului C_1 (fig. 5), deoarece ieșirea circuitului $\beta\text{E 555}$ trece în stare logică 1 (a cărei durată este $\tau = R_{14}C_3$, bine determinată).

Perioada de descărcare t_{desc} este egală cu τ , deoarece, pe toată durata impulsului pozitiv generat de circuitul basculant monostabil, tranzistorul T_3 se deschide, T_2 se blochează și astfel curentul de referință este trimis la punctul de însumare cu curentul analogic produs pe intrare. Se vede deci clar că grupul tranzistoarelor T_3, T_2 joacă rolul unui comutator de curent.

Mărirea curentului de referință a fost aleasă în așa fel încît să fie mai mare decît a curentului de intrare maxim. În consecință, sensul real al curentului de intrare schimbîndu-se, sarcina condensatorului începe să se micșoreze, iar tensiunea de la ieșirea circuitului integrator — rampa își schimbă panta. Curentul de descărcare are valoarea $I_{\text{desc}} = I - V_{IN}/R_{IN}$. La terminarea procesului de descărcare (sfîrșitul perioadei), schimbîndu-se starea de conducție a comutatorului de curent (T_3 se reblochează, T_2 conduce), are loc comutarea curentului de referință, curentul de la intrarea integratorului devenînd egal cu cel produs de semnalul de intrare. În continuare, rampa de tensiune de la ieșirea integratorului își schimbă din nou panta și procesul se repetă.

În acest mod nivelul tensiunii de ieșire a integratorului este menținut în jurul nivelului de referință (pragul comparatorului de la intrarea de triggerare a timerului).

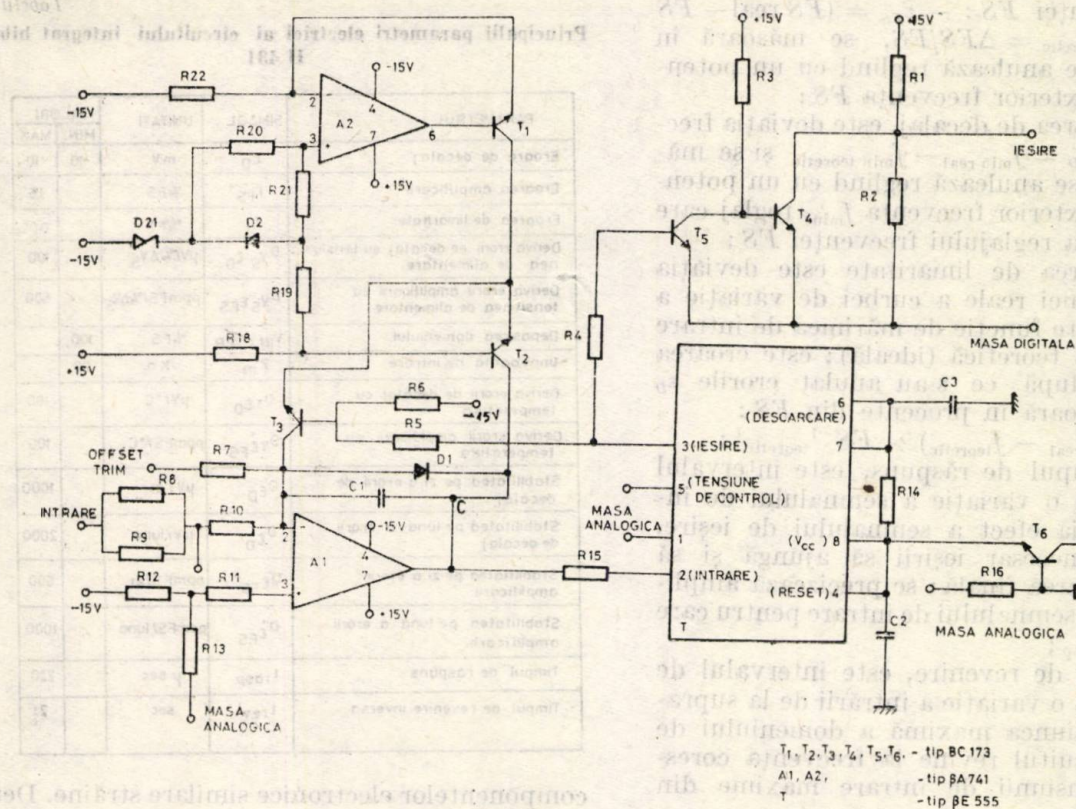
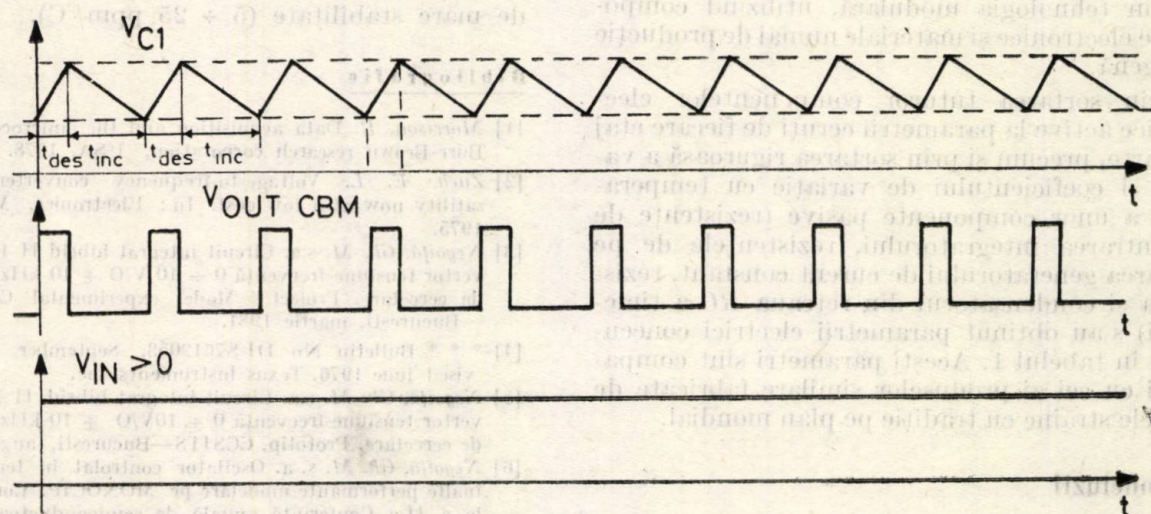


Fig. 4. Schema electronică de principiu a circuitului integrat hibrid H 431.

Fig. 5. Formele de undă principale din circuit: V_{C1} — tensiunea în punctul C față de masă; V_{OUTCBM} — tensiunea pe pinul 3 al circuitului $\beta E 555$; V_{IN} — tensiunea continuă de intrare; t_{inc} — perioada de încărcare; t_{desc} — perioada de descărcare.

4. Principalele caracteristici ale circuitului H 431

Denumirea și definirea majorității parametrilor electrici care caracterizează un convertor tensiune-frecvență sînt cunoscute de la celelalte tipuri de circuite integrate. Apar însă cîțiva parametri electrici specifici, a căror definire o vom da mai jos ([3, 5]):

— f_{min} — frecvența minimă de ieșire — este frecvența nominală minimă de ieșire pentru

funcționare liniară garantată; este reglabilă fin cu un potențimetru din exterior;

— f_S — frecvența maximă de ieșire, este frecvența nominală maximă de ieșire pentru funcționare liniară garantată; este reglabilă fin cu un potențimetru din exterior;

— ε_{FS} — eroarea amplificării, este eroarea raportului de transfer dintre mărimea de ieșire și cea de intrare; se exprimă prin deviația rela-

tivă a frecvenței FS : $\varepsilon_{FS} = (FS_{\text{real}} - FS_{\text{teoretică}})/FS_{\text{teoretică}} = \Delta FS/FS$, se măsoară în % din FS și se anulează reglind cu un potențiomtru din exterior frecvența FS ;

— ε_D — eroarea de decalaj, este deviația frecvenței f_{min} : $\varepsilon_D = f_{\text{min real}} - f_{\text{min teoretic}}$ și se măsoară în mV; se anulează reglind cu un potențiomtru din exterior frecvența f_{min} , reglaj care se face înaintea reglajului frecvenței FS ;

— ε_l — eroarea de liniaritate este deviația maximă a formei reale a curbei de variație a mărimii de ieșire funcție de mărimea de intrare de la forma sa teoretică (ideală); este eroarea care rămâne după ce s-au anulat erorile ε_D și ε_{FS} ; se măsoară în procente din FS :

$$\varepsilon_l = \max[(f_{\text{real}} - f_{\text{teoretic}}) \times FS^{-1}_{\text{teoretic}}];$$

— $t_{\text{răsp}}$ — timpul de răspuns, este intervalul de timp dintre o variație a semnalului de intrare și variația efect a semnalului de ieșire, adică timpul necesar ieșirii să ajungă și să rămână la valoarea finală; se precizează amplitudinea treptei semnalului de intrare pentru care se definește $t_{\text{răsp}}$;

t_{rev} — timpul de revenire, este intervalul de timp în care, la o variație a intrării de la supra-sarcină la tensiunea maximă a domeniului de liniaritate, circuitul revine la frecvența corespunzătoare tensiunii de intrare maxime din domeniul liniar.

Circuitul integrat hibrid H 431 a fost realizat în tehnologia modulară, utilizând componente electronice și materiale numai de producție indigenă.

Prin sortarea tuturor componentelor electronice active la parametrii ceruți de fiecare etaj în parte, precum și prin sortarea riguroasă a valorii și coeficientului de variație cu temperatura a unor componente pasive (rezistențe de pe intrarea integratorului, rezistențele de pe intrarea generatorului de curent constant, rezistența și condensatorul din rețeaua RC a timerului) s-au obținut parametrii electrici concentrați în tabelul 1. Acești parametri sint compatibili cu cei ai produselor similare fabricate de firmele străine cu tradiție pe plan mondial.

5. Concluzii

Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București a realizat un convertor tensiune-frecvență de înaltă liniaritate, destinat unor aplicații specifice tehnicii de calcul, dar și utilizării în aparatura electronică de laborator (voltmetre digitale de 3 1/2 digiți etc.).

Principalii parametrii electrici ai acestui circuit integrat hibrid sint compatibili cu cei ai

Tabelul 1

Principalii parametri electrici ai circuitului integrat hibrid H 431

PARAMETRUL	SIMBOL	UNITATI	VALORI	
			MIN	MAX
Eroare de decalaj	ε_D	mV	-10	10
Eroarea amplificării	ε_{FS}	%FS		1,5
Eroarea de liniaritate	ε_l	%FS		0,05
Deriva erorii de decalaj cu tensiunea de alimentare	$D_{VS} \varepsilon_D$	$\mu V/\% \Delta V_S$		100
Deriva erorii amplificării cu tensiunea de alimentare	$D_{VS} \varepsilon_{FS}$	ppmFS/% ΔV_S		500
Depasirea domeniului	$V_{IN OVER}$	%FS	100	
Impedanta de intrare	Z_{IN}	k Ω	20	
Deriva erorii de decalaj cu temperatura	$D_{TE} \varepsilon_D$	$\mu V/^{\circ}C$		100
Deriva erorii amplificării cu temperatura	$D_{TE} \varepsilon_{FS}$	ppmFS/ $^{\circ}C$		100
Stabilitatea pe zi a erorii de decalaj	D'_{ε_D}	$\mu V/zi$		1000
Stabilitatea pe luna a erorii de decalaj	D''_{ε_D}	$\mu V/luna$		2000
Stabilitatea pe zi a erorii amplificării	$D'_{\varepsilon_{FS}}$	ppmFS/zi		500
Stabilitatea pe luna a erorii amplificării	$D''_{\varepsilon_{FS}}$	ppmFS/luna		1000
Timpul de raspuns	$t_{\text{răsp}}$	μ sec		220
Timpul de revenire inversa	t_{rev}	sec		2

componentelor electronice similare străine. Derivele cu temperatura se pot îmbunătăți prin utilizarea unor rezistențe cu peliculă metalică de mare stabilitate ($5 \div 25$ ppm/ $^{\circ}C$).

Bibliografie

- [1] Morrison, R. Data acquisition and the microcomputer, Burr-Brown research corporation, USA, 1978.
- [2] Zuch, E. L. Voltage-to-frequency converters; versatility now at a low cost. In: Electronics, May, 15, 1975.
- [3] Negoită, Gh. M. s.a. Circuit integrat hibrid H 431, Convertor tensiune-frecvență $0 \div 10$ V/O $\div 10$ kHz. Raport de cercetare. Proiect + Model experimental CCSITS—București, martie 1981.
- [4] * * * Bulletin No DI-S7612053, September 1973 revised June 1976, Texas Instruments Inc.
- [5] Negoită, Gh. M. s.a. Circuit integrat hibrid H 431, Convertor tensiune-frecvență $0 \div 10$ V/O $\div 10$ kHz. Raport de cercetare. Prototip, CCSITS—București, august 1981.
- [6] Negoită, Gh. M. s.a. Oscilator controlat în tensiune de înalte performanțe-modelare pe MONOCIP. Comunicare la a II-a Conferință anuală de semiconductoare CAS/ICCE, 11-13 noiembrie 1979, Timișul de Sus.
- [7] Negoită, Gh. M. s.a. Convertor tensiune-frecvență de înaltă precizie sincronizat. Comunicare la al V-lea Simpozion de Informatică și Conducere, 9-12 Mai 1979, Cluj-Napoca.
- [8] Negoită, Gh. M. s.a. Aplicații ale convertoarelor tensiune-frecvență pentru achiziția de informație analogică în sistemele de măsurări electronice centralizate. Comunicare la Sesiunea jubiliară de comunicări științifice consacrată aniversării a 100 de ani de la înființarea Institutului politehnic—București.

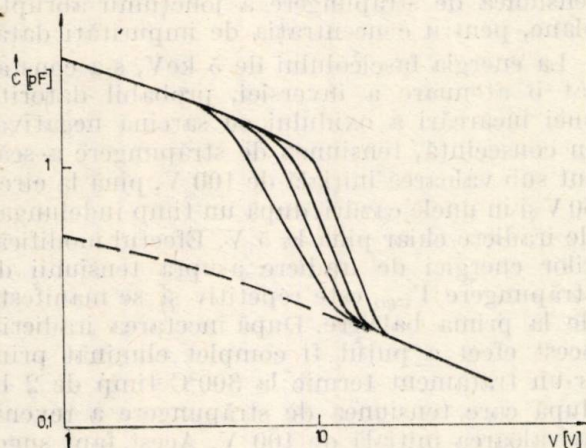
CZ 621 316 : 621.3.064

CAPACITATE PARAZITĂ
TRANZISTOARE PNP

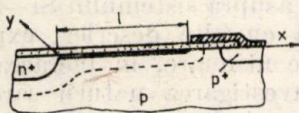
Efecte capacitive parazite în tranzistoare PNP de înaltă frecvență

SORIN GEORGESCU, DUMITRU SDRULLA*, SIMONA PRISECARU, ANDREI MIHNEA** — BUCUREȘTI

La unele tranzistoare PNP de înaltă frecvență din loturile fabricate curent la IPRS Băneasa, s-au observat anomalii în variația capacității joncțiunii colector-bază ($-C_{12c}$) cu tensiunea de polarizare V_{CB} . Asemenea variații anormale sînt exemplificate în figura 1a, unde sînt redată 4 curbe $C-V$ (cu linie continuă) pentru 4 tranzistoare de același tip, în comparație cu variația $C-V$ normală (curba cu linie întreruptă). Capacitatea a fost măsurată la frecvența 1 MHz. La frecvențe mai înalte excesul de capacitate de la tensiunea joasă tinde să scadă și dispăre complet la frecvențele de lucru uzuale ale acestor tranzistoare (100 MHz și peste).



(a)



(b)

Fig. 1. a) Curba de variație capacitate — tensiune ($-C_{12c}/V_{CB}$) pentru 4 tranzistoare PNP de înaltă frecvență; b) secțiune prin structură, cu inversia colectorului. Alături este prezentată schema electrică echivalentă a regiunii golite și stratului de inversie.

* Întreprinderea de piese radio și semiconductoare — Băneasa.

** Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

Aspectul curbelor din figura 1a ne-a făcut să presupunem că excesul de capacitate se datorează unui strat de inversie care există la suprafața colectorului epitaxial, în prelungirea bazei metalurgice (fig. 1b). Un asemenea strat de inversie în colectorul de tip P poate fi indus de sarcina pozitivă din oxid, și se poate întinde lateral pînă la inelul de gardă metalizat cu care este prevăzută structura (fig. 3a). La tensiuni mici de polarizare a joncțiunii, condiția de realizare a inversiei este îndeplinită [1], iar capacitatea măsurată (la frecvențe nu foarte înalte) include capacitatea joncțiunii induse de cîmp. Faptul că la tensiune joasă se obține aceeași capacitate la diversele tranzistoare din lot atestă extinderea regiunii inversate în arii egale și anume, probabil în toată aria cuprinsă între joncțiunea metalurgică a bazei și inelul de gardă. Condiția de realizare a inversiei începe să nu mai fie satisfăcută de la o tensiune pe joncțiune determinată de sarcina pozitivă din oxidul de pe colectorul epitaxial [1]. De la această tensiune în sus, capacitatea devine egală cu cea a joncțiunii metalurgice și este din nou aceeași la toate tranzistoarele. Astfel, tranziția de la asimptota de tensiune joasă la cea de tensiune înaltă apare în curbele $C-V$ la o tensiune diferită de la un tranzistor la altul, funcție de cantitatea de sarcină din oxid. Pentru verificarea acestei explicații a excesului de capacitate s-a recurs la două serii de experimente: 1 — măsurători de capacitate și conductanță de ieșire funcție de frecvență; 2 — vizualizarea la microscopul electronic de baleiaj.

Măsurătorile de C_{22}/G_{22} s-au făcut cu o punte de înaltă precizie (Boonton 33/1 C), în domeniul de frecvență 1–100 MHz, la polarizarea $V_{CB} = 0$ V. Rezultatele sînt ilustrate în tabelul următor:

f [MHz]	1	5	10	20	30	50	100
C [pF]	4,61	4,0	3,12	2,38	2,11	1,86	1,71
G [μ S]	1,8	36	87	140	175	233	397

Măsurătorile de conductanță au fost comparate cu un model simplu de linie distribuită rc , cu rezistența specifică a stratului conductiv r , capacitatea specifică c și lungimea l . Ecuația unidimensională a unei asemenea linii (fig. 1b) este:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = rc \frac{\partial v}{\partial t},$$

de unde rezultă conductanța în $x = 0$, pe unitatea de lățime a liniei:

$$g(0) = \frac{k \operatorname{sh}(2kl) - \sin(2kl)}{r \operatorname{ch}(2kl) + \cos(2kl)}, \quad k = \sqrt{\pi r c f}.$$

Curba teoretică G/f este prezentată în figura 2, pentru:

$$r = 115 \text{ k}\Omega/\square, \quad c = 11,5 \text{ nF/cm}^2.$$

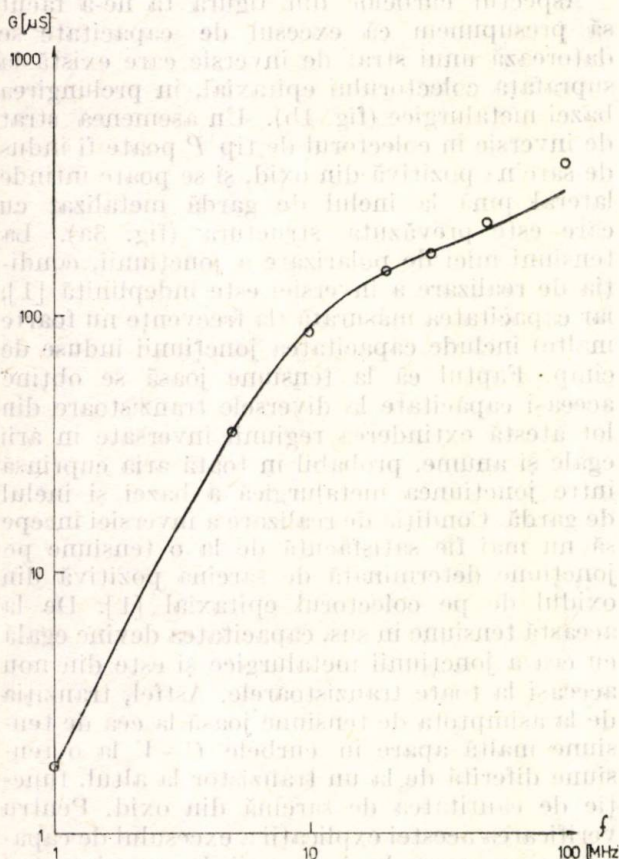


Fig. 2 — Conductanța de ieșire (g_{22}) funcție de frecvență, a unui tranzistor cu inversia collectorului.

Capacitatea joncțiunii induse de cimp, calculată pentru concentrația de $1,5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ din stratul epitaxial al acestor tranzistoare este de 12 nF/cm^2 [1]. Valorile de conductanță măsurate sînt indicate în figura 2 prin cercuri. Concordanța bună a acestor valori măsurate cu curba teoretică confirmă ipoteza inversiei.

Vizualizările la microscopul electronic de baleiaj au pus în evidență în mod direct existența și extinderea regiunii de inversie. Figura 3a este o fotografie realizată în mod cu colectare de electroni secundari, și prezintă o imagine de ansamblu a structurii. Fotografia din figura 3b a fost obținută în modul EBIC (curent indus de fasciculul de electroni), și corespunde unui tranzistor fără exces de capacitate, deci fără inversie. Inversia apare ca o prelungire a bazei metalur-

gice în figura 3c, la un tranzistor care a prezentat exces de capacitate. Aceste imagini au fost obținute la polarizare $V_{CB} = 0$. Fotografia din figura 4 a fost realizată în modul EBIC în condiții de polarizare a joncțiunii la avalanșă $V_{CB} = 100 \text{ V}$. Se observă străpungerea joncțiunii induse de cimp, la distanțe de ordinul a $10 \mu\text{m}$ de marginea joncțiunii metalurgice.

În cadrul lucrării de față s-a studiat și influența fasciculului de electroni de energie înaltă asupra sistemului $\text{Si}-\text{SiO}_2$. În concluzie, s-a constatat că iradierea cu electroni de energie 20 keV , în doze uzuale pentru vizualizarea la microscopul electronic de baleiaj, tinde să încarce oxidul cu sarcină pozitivă și să inducă golire și inversie în siliciu de tip P . Astfel, în cursul vizualizărilor la microscop s-a observat accentuarea inversiei la tranzistoarele cu exces de capacitate. Structura fără inversie din figura 3b după iradierea timp de 30 min cu electroni de 20 keV , a căpătat aspectul caracteristic al inversiei (fig. 2d). Îmbogățirea stratului de inversie sub iradiere a fost corelată cu o creștere a tensiunii de străpungere de la 100 V la 200 V . Această din urmă valoare este egală cu tensiunea de străpungere a joncțiunii abrupte plane, pentru concentrația de impurități dată.

La energia fasciculului de 5 keV , s-a constatat o atenuare a inversiei, probabil datorită unei încărcări a oxidului cu sarcină negativă. În consecință, tensiunea de străpungere a scăzut sub valoarea inițială de 100 V , pînă la circa 50 V și în unele cazuri, după un timp îndelungat de iradiere chiar pînă la 5 V . Efectul modificărilor energiei de iradiere asupra tensiunii de străpungere V_{CBO} este repetitiv și se manifestă de la prima baleiere. După încetarea iradierii, acest efect a putut fi complet eliminat printr-un tratament termic la 300°C timp de 2 h , după care tensiunea de străpungere a revenit la valoarea inițială de 100 V . Acest fapt sugerează că iradierea introduce o sarcină de purtători captați în trape în stratul de SiO_2 .

Observațiile de mai sus privitoare la efectul iradierii cu electroni asupra sistemului $\text{Si}-\text{SiO}_2$ sînt în concordanță cu alte descrieri experimentale [2, 3]. În continuare, în lucrarea de față s-a urmărit investigarea naturii sarcinii pozitive din oxid care induce inversia și efectele capacitive menționate. Pentru aceasta, în paralel cu un lot de tranzistoare s-au procesat plachete cu structuri de test MOS. Curbele $C-V$ ale structurilor MOS (fig. 5, curba 1) indică prezența în oxid a unei sarcini pozitive echivalente cu o sarcină de interfață $\text{Si}-\text{SiO}_2$: $Q'_{ss}(1) = 5,4 \times 10^{11} \text{ qcm}^{-2}$. Această sarcină induce inversia în Si epitaxial de colector. Structurile MOS au fost supuse unui stress de tensiune-temperatură $V = +20 \text{ V}$, $T = 200^\circ\text{C}$, $t = 15 \text{ min.}$, după care s-a determinat o nouă valoare a sarcinii echivalente de interfață: $Q'_{ss}(2)$

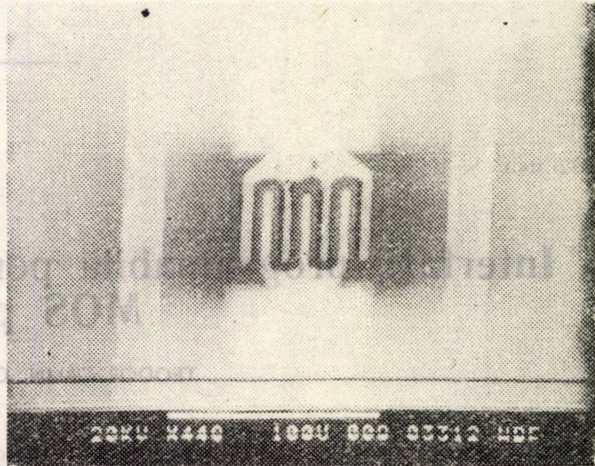
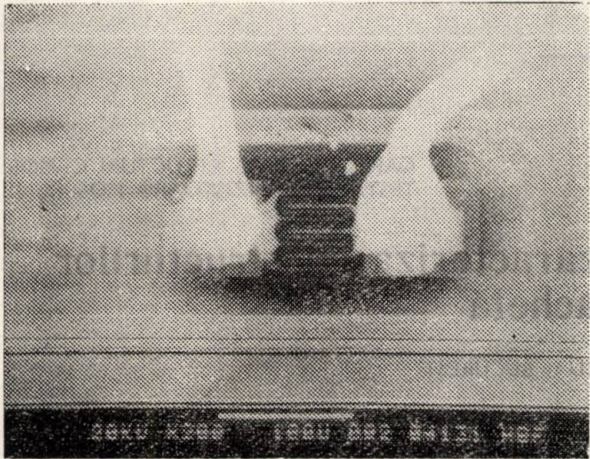
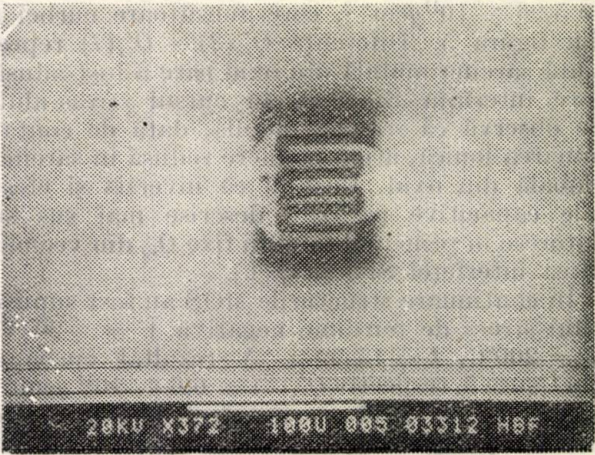
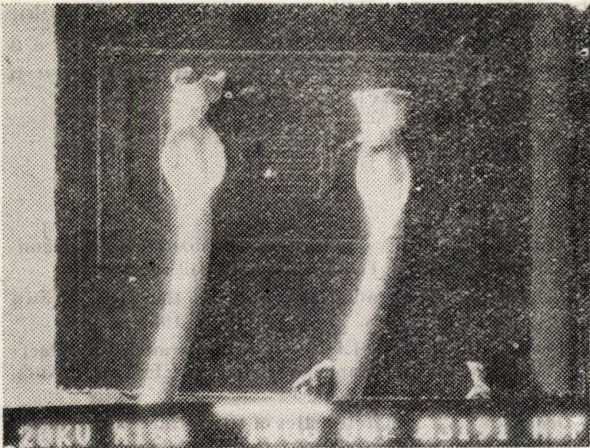


Fig. 3. a) Imaginea structurii tranzistoarelor PNP investigate; b) imagine EBIC a unui tranzistor fără exces de capacitate. c) Imagine EBIC a unui tranzistor cu exces de capacitate; d) tranzistorul din figura 3 b după iradiere timp de 30 min, cu electroni de 20 keV (imagine EBIC).

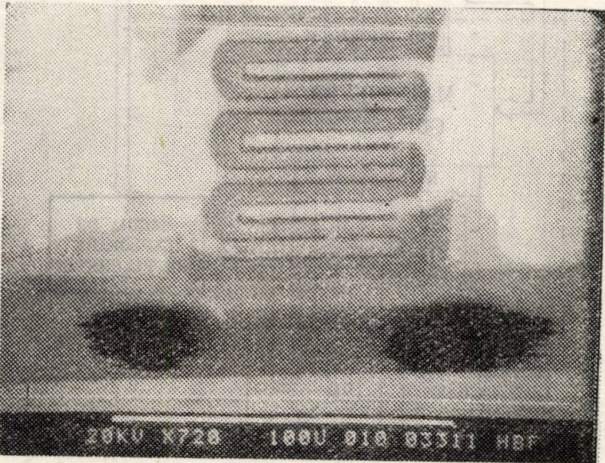


Fig. 4 — Străpungerea joncțiunii induse de cimp la un tranzistor cu inversie, la $V_{CB} = 100$ V, (imagine EBIC).

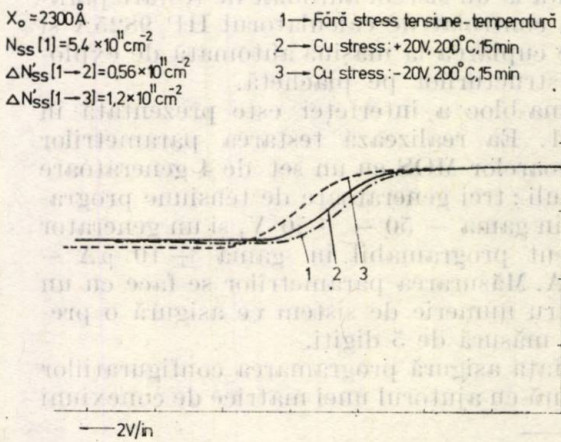


Fig. 5 — Curbele C — V ale structurilor de test MOS investigate pentru determinarea cauzelor inversiei.

$= 5,96 \times 10^{11} \text{ qcm}^{-2}$, corespunzătoare curbei 2 din figura 5. Diferența $Q'_{ss}(2) - Q'_{ss}(1)$ reprezintă sarcina mobilă din oxid care a fost adusă spre interfața Si-SiO₂ în cursul stress-ului. Se observă că sarcina mobilă, dată de contaminarea ionică, are o pondere redusă în sarcina globală din oxid. Rezultă că inversia și efectele capacitive parazite descrise mai sus se datoresc în principal sarcinii fixe Q_{ss} din vecinătatea interfeței Si-SiO₂ [1].

În continuare structurile MOS au fost supuse unui stress de tensiune negativă $V = -20 \text{ V}$, $T = 200^\circ\text{C}$, $t = 15 \text{ min}$. A rezultat curba 3 din figura 5, respectiv $Q'_{ss}(3) = 6,6 \times 10^{11} \text{ qcm}^{-2}$ care se poate corela cu un efect de captare de sarcină pozitivă (goluri) în trape, în stratul de SiO₂ [4].

În consecință, pentru combaterea efectelor capacitive parazite în tranzistoarele PNP, s-a recurs la tratamente standard de micșorare a sarcinii fixe din oxid Q_{ss} [4].

Bibliografie

- [1] Grove, A. S. : Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare, Editura Tehnică, București, 1973.
- [2] Wella, O. : An irradiation effect in thermally grown SiO₂. In : Appl. Phys. Lett. 14, nr. 1 (1969).
- [3] Thomas, A. C. ș.a. : Electron beam irradiation effects in thick oxide MOS capacitors. In : IEEE Trans. Nucl. Sc. NS-21 Aug. 1974, p. 14.
- [4] Deal, B.E. ș.a. : Characteristics of the surface-state charge of thermally oxidized silicon. In : J. Electrochem. Soc. 113, p. 266. (1967).

CZ 621.316.5

CARACTERIZARE STRUCTURI CI-MOS
TESTARE TRANZISTOARE MOS

Interfață programabilă pentru caracterizarea structurilor MOS pe plachetă

TEODOR CĂLIN, GELU VOICU*—BUCUREȘTI

Elaborarea și punerea la punct a tehnologiei pentru realizarea circuitelor integrate MOS necesită o analiză detaliată a structurilor procesate. O metodă de primă importanță în acest scop constă în analiza celulelor de tranzistoare-test prevăzute pe masca circuitului MOS.

Lucrarea își propune să prezinte o interfață programabilă pentru testarea tranzistoarelor MOS și un set de programe de testare, analiză și caracterizarea tranzistoarelor MOS și a structurilor MOS pe tranzistoare-test. Interfața este conectată la un sistem automat de testare parametrică controlat de calculatorul HP 9825A și permite cuplarea la mașina automată de explorare a structurilor pe plachetă.

Schema-bloc a interfeței este prezentată în figura 1. Ea realizează testarea parametrilor tranzistoarelor MOS cu un set de 4 generatoare de stimuli : trei generatoare de tensiune programabile în gama $-50 - +50 \text{ V}$, și un generator de curent programabil în gama $\pm 10 \mu\text{A} - \pm 10 \text{ mA}$. Măsurarea parametrilor se face cu un voltmetru numeric de sistem ce asigură o precizie de măsură de 5 digiți.

Interfața asigură programarea configurațiilor de măsură cu ajutorul unei matrice de conexiuni

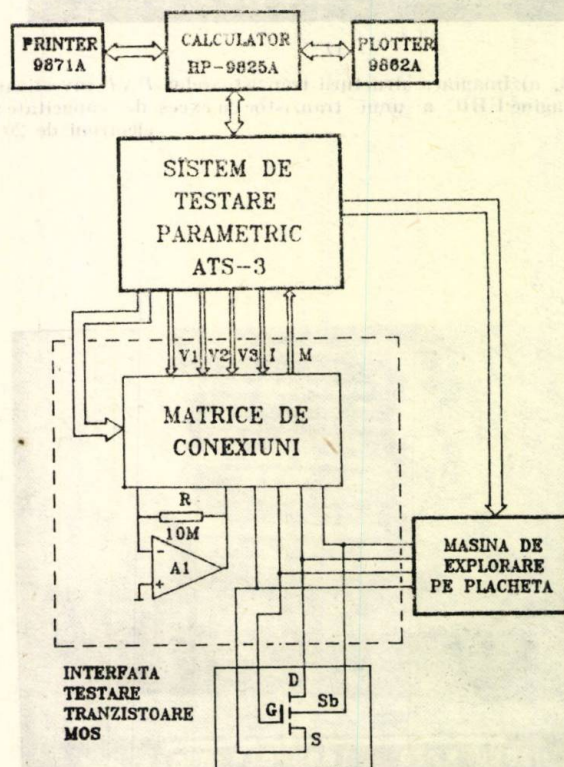


Fig. 1 — Schema-bloc a interfeței de testare pentru tranzistoare MOS și conectarea ei la sistemul automat de testare.

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare—București.

implementată cu relee. Aceasta realizează stabilirea configurației de legături între terminalele tranzistorului MOS, aplicarea selectivă a stimulilor pe cele 4 terminale și selectarea punctului de măsură. Măsurarea parametrilor se face prin forțare de tensiune și măsurare de curent sau prin forțare de curent și măsurare de tensiune. Pentru aceasta, generatoarele de tensiune au rezistențe traductoare de curent la ieșire. Aceste rezistențe sînt conectate într-o buclă de reacție ce asigură programarea tensiunii direct pe pin, eliminînd tensiunea de eroare ce apare pe ele. În același scop, generatorul de curent prezintă o ieșire de măsură de impedanță mică, pentru măsurarea tensiunii fără a perturba circuitul.

Pentru a putea măsura curenții de pierderi (de drenă și grilă) ai tranzistorului MOS, care au valori foarte mici, s-a implementat în interfața de test un amplificator de curenți mici A_1 . Acesta are curenți de intrare foarte mici (15 pA), iar rezistența traductoare de curent din bucla de reacție R este de 10 MOhm.

Interfața de testare pentru tranzistoare MOS astfel realizată poate efectua testarea tuturor parametrilor de curent continuu ai structurilor de tranzistoare MOS în condiții de măsură programabile (polarizări de substrat, grilă etc.). Posibilitatea controlului simultan al interfeței de testare și al mașinii de explorare pe plachetă face posibilă testarea automată a structurilor de tranzistoare MOS pe plachetă.

Pentru testarea, analiza și caracterizarea tranzistoarelor MOS cu ajutorul sistemului de testare descris a fost elaborat un set de programe software.

Programul de testare a tranzistoarelor MOS este alcătuit din două subprograme intercorelate, unul realizînd succesiunea efectuării testelor iar celălalt explorarea structurilor pe plachetă.

Subprogramul de explorare a plachetei realizează nu numai contorizarea structurilor explorate (S), ci și memorarea poziției acestora pe plachetă, în scopul reproducerii hărții plachetei testate.

Pentru fiecare structură testată se memorează atît valorile parametrilor testați (N), cît și poziția relativă față de structura testată anterior, — poziție dată de numărul de pași de căutare efectuați de mașina de explorare — deci $N + 1$ valori.

Memorarea rezultatelor testării pe casetă magnetică se face în fișiere de date de lungime fixă — 16 k octeți, adică 2 000 de valori numerice (o valoare numerică se memorează în 8 octeți). Aceasta deoarece memoria calculatorului — pentru program și date — este limitată la 23 k octeți, insuficientă pentru procesarea volumului mare de date obținute în urma testării întregii plachete. Primele 50 de valori numerice din fiecare fișier de date constituie un antet cuprin-

zînd informații asupra structurii datelor pe care le conține.

După explorarea plachetei și memorarea rezultatelor testării pe caseta magnetică, controlul este transferat unui program de analiză statistică și grafică a parametrilor. Acesta operează succesiv asupra fiecărui fișier de date, realizînd despachetarea datelor și interpretarea lor.

Pentru analiza statistică și grafică a distribuției parametrilor pe plachetă, din cele $N + 1$ valori memorate pentru fiecare structură sînt utilizate la un moment dat numai două: valoarea parametrului analizat și valoarea contorului de poziție a structurii pe plachetă.

Analiza topologică a distribuției parametrilor structurilor MOS pe plachetă poate furniza informații asupra omogenității și calității procesării structurilor, informații utilizate apoi de tehnologul de proces în îmbunătățirea calității structurilor și a randamentelor de fabricație.

Pentru o caracterizare cît mai completă a tranzistoarelor MOS — și a structurilor MOS — pe tranzistoare-test — a fost elaborat un program de caracterizare (fig. 2). Acesta realizează trasarea de curbe caracteristice ale parametrilor tranzistoarelor MOS printr-un subprogram de explorare a caracteristicilor. Programul de caracterizare poate trasa familii de curbe (j) în funcție de diverși parametri (Z) prin algoritmi de

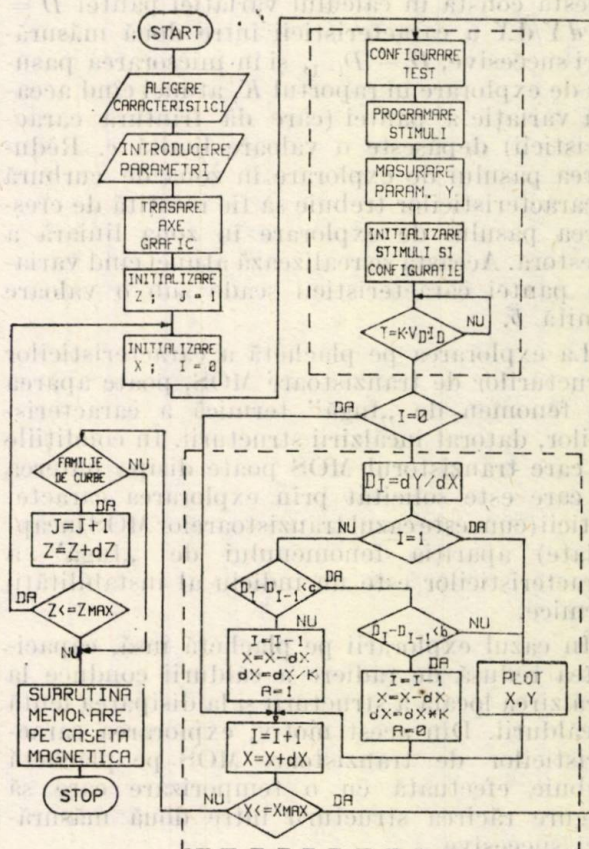


Fig. 2 — Organigrama programului de caracterizare a structurilor de tranzistoare MOS.

explorare în buclă. În figura 3 este prezentat ca exemplu graficul unei familii de curbe de variație a pantei G_m cu tensiunea de poartă V_G la diferite polarizări ale substratului. Se observă că polarizarea substratului conduce la creșterea tensiunii de prag și la o scădere a pantei G_m , mai puțin pronunțată în zona de saturatie.

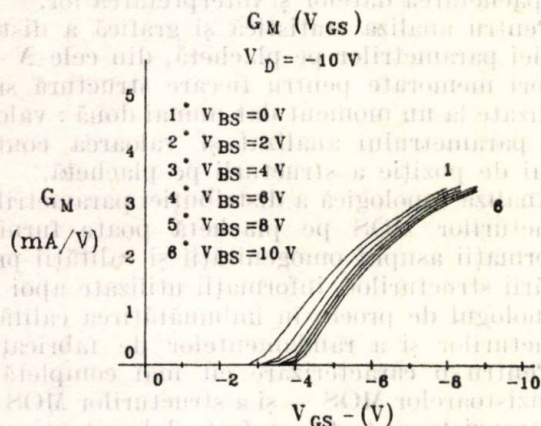


Fig. 3 — Graficul unei familii de curbe de variație a pantei G_m cu tensiunea de poartă V_G , la diferite polarizări ale substratului, V_B .

Pentru o reprezentare grafică mai fidelă a curbării caracteristicilor, este utilizat un algoritm de explorare cu pas variabil X (fig. 2). Acesta constă în calculul variației pantei $D = dY/dX$ a caracteristicii între două măsurători succesive, $D_i - D_{i-1}$, și în micșorarea pasului de explorare în raportul K , atunci când această variație a pantei (care dă frântura caracteristicii) depășește o valoare limită c . Reducerea pasului de explorare în zona de curbură a caracteristicilor trebuie să fie însoțită de creșterea pasului de explorare în zona liniară a acestora. Aceasta se realizează atunci când variația pantei caracteristicii scade sub o valoare limită b .

La explorarea pe plachetă a caracteristicilor structurilor de tranzistoare MOS, poate apărea un fenomen de „fugă” termică a caracteristicilor, datorat încălzirii structurii. În condițiile în care tranzistorul MOS poate disipa puterea la care este solicitat prin explorarea caracteristicii (cum este cazul tranzistoarelor MOS încapsulate) apariția fenomenului de „fugă” a caracteristicilor este un indiciu al instabilității termice.

În cazul explorării pe plachetă însă, capacitatea redusă de radieră a căldurii conduce la încălzirea locală a structurii și la disiparea lentă a căldurii. Din acest motiv, explorarea caracteristicilor de tranzistoare MOS pe plachetă trebuie efectuată cu o temporizare care să asigure răcirea structurii între două măsurători succesive.

Acest lucru este realizat prin introducerea în subrutina de măsurare a parametrului (sub-

rutina de test) a unei bucle de așteptare (fig. 2). Aceasta realizează o temporizare cu un interval de timp T proporțional cu puterea disipată $P = V_D \cdot I_D$ în punctul de măsură.

Pentru a putea urmări variația caracteristicilor în timp (pantă, curenți de pierderi etc.) programul de caracterizare cuprinde și o subrutină de memorare a caracteristicii explorate. Aceasta permite suprapunerea peste caracteristica memorată a caracteristicii explorate după un interval de timp și compararea acestora.

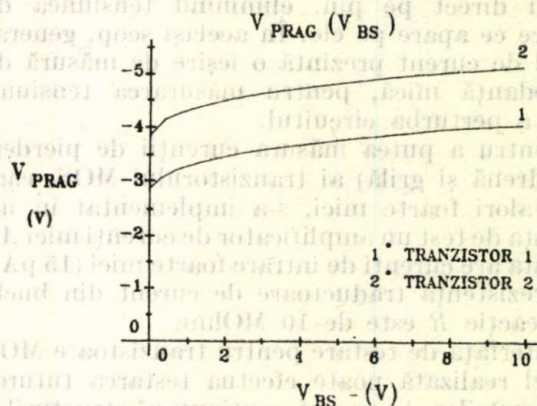


Fig. 4 — Caracteristică de variație a tensiunii de prag a unui tranzistor MOS cu tensiunea de substrat.

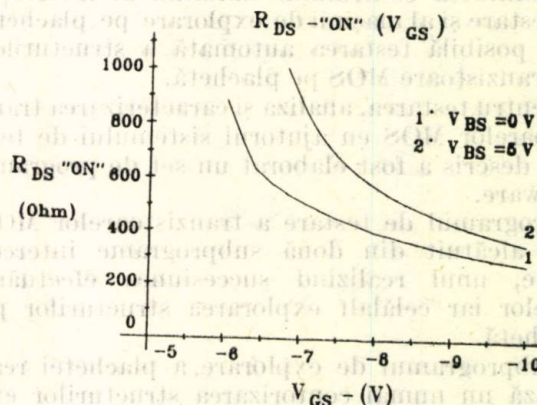


Fig. 5 — Caracteristici de variație a rezistenței de conducție drenă-sursă cu tensiunea de poartă.

Memorarea caracteristicii se face într-un fișier de date pe casetă magnetică. Zona de început a fișierului conține informațiile necesare pentru reproducerea caracteristicii: tipul caracteristicii, valorile parametrilor, domeniile de variație pe X și Y , numărul de curbe j și numărul de puncte (i) al fiecărei curbe. Reproducerea caracteristicii constă în încărcarea fișierului de date în memorie și baleierea blocului de date — în locul apelării subrutinei de măsurare a parametrilor.

Programul de caracterizare a tranzistoarelor MOS poate oferi indicații utile nu numai pentru îmbunătățirea procesului tehnologic, dar și pentru proiectanții de circuit, aceștia putând

găsi soluțiile de proiectare pentru îmbunătățirea parametrilor circuitelor, și de asemenea pentru utilizatori, care pot afla astfel condițiile optime de utilizare a tranzistorului sau circuitului respectiv.

În figura 4 este prezentată o caracteristică de variație a tensiunii de prag a unui tranzistor MOS cu tensiunea de substrat, iar în figura 5 curbele de variație a rezistenței de conducție drenă-sursă cu tensiunea de poartă. Aceste caracteristici pot oferi indicații pentru utilizarea circuitelor în condiții optime în aplicații de comutare logică sau analogică.

Concluzii

În lucrare se prezintă utilizarea unei interfețe programabile de testare a tranzistoarelor MOS pentru analiza și caracterizarea tehnologică a

circuitelor integrate MOS. Testarea și analiza caracteristicilor structurilor de tranzistoare, test prevăzute pe masca circuitului integrat poate oferi indicii asupra posibilității îmbunătățirii parametrilor de funcționare ai circuitelor atit prin modificări ale procesului tehnologic, cit și prin optimizarea proiectării circuitelor pentru obținerea de performanțe maxime în condiții tehnologice date.

Bibliografie

- [1] Stere, R., Ristea, I., Bodea, M. Tranzistoare cu efect de cimp, București, Ed. tehnică, 1972.
- [2] Ligouri, Fred: Editor Automated test equipment: hardware, software and applications — In: IEEE Press, 1974.
- [3] Grove, A. S. Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare, București, Ed. tehnică, 1973.

CZ 621.385

SISTEM SiO_2 -GaAs
DIFUZIE Zn

Difuzia zincului în GaAs prin straturi de SiO_2

FLORIN GĂISEANU, H. CIUBOTARIU, A. NECULA, M. MOROȘEANU* — BUCUREȘTI

Introducere

Ca și în semiconductorii elementari Si și Ge, compușii III—V pot fi ușor dopați p sau n pentru a forma joncțiuni utile în realizarea unor dispozitive cu proprietăți specifice. Dispozitivele realizate prin difuzia Zn în materiale de tipul GaAs, GaAsP, GaP au o largă gamă de aplicații: diode electroluminescente cu emisie în vizibil (verde, galben, portocaliu, roșu) și infraroșu, elemente de afișare numerică și alfanumerică, sisteme de semnalizare etc.

Proprietățile specifice ale dispozitivelor pe compuși rezultă din structura de benzi. Atit compușii intermetalici binari, cit și cei ternari pot avea structura de benzi energetice directă sau indirectă (ex.: GaAs are structură directă cu energia corespunzătoare a benzii interzise $E_g = 1,43$ eV; GaP are o structură indirectă cu energia $E_g = 2,24$ eV). În cazul compușilor ternari (ex.: $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$, $\text{GaAs}_{1-x}\text{Al}_x$) în funcție de concentrația x , apare o variație de la structura de benzi directe la structura de benzi indirecte, cu implicațiile corespunzătoare asupra fenomenelor de recombinare radiantă și deci a caracteristicilor de emisie [1]. Structura cristalină este asemănătoare cu cea de tip diamant, cu atomii din grupa III și V ocupind poziții

adiacente și reprezentind față de rețeaua diamant a semiconductoarelor elementari (Si, Ge) cu legătură pur covalentă, un anumit grad de ionicitate. Din punct de vedere al difuziei de impurități, una din cele mai importante dificultăți este controlul presiunii parțiale a componentei volatile (elementul din grupa V) în timpul proceselor la temperaturi ridicate [2]. Forma diferită de cea clasică a profilului de difuzie a zincului în GaAs a fost pentru prima oară pusă în evidență de Cunell și Gooch [3]. Ei au studiat profilul zincului activat cu neutroni după difuzie într-o capsulă vidată la $10^{-5} - 10^{-6}$ torr, într-un cuptor cu două zone de temperatură, găsind că variația coeficientului de difuzie al zincului în GaAs depinde de puterea a doua a concentrației.

Încercarea de a explica rezultatele obținute printr-un mecanism de difuzie prin vacanțe în care zincul prezintă două stări de încărcare (neutru și simplu ionizat) [4] a fost mai tirziu neconfirmată. În urma studiilor extensive s-a dedus că difuzia rapidă și solubilitatea ridicată a zincului sint compatibile cu un mecanism interstițial — substituțional, așa cum s-a sugerat pentru difuzia cuprului în germaniu [5]. Pe baza acestui model și a rezultatelor experimentale [3] s-a obținut o concordanță foarte bună între calcul și experiment [6].

Difuzia zincului în GaAs prin straturi de SiO_2 a fost puțin studiată. Utilizarea acestui pro-

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

cedeu de difuzie se înscrie în eforturile de a oferi o modalitate reproductibilă de dopare a GaAs, fără a ieși din cadrul proceselor curent folosite în tehnica planară pe siliciu. Totuși, pentru obținerea unor concentrații mari de zinc în condiții de reproductibilitate bună, tehnica difuziei în capsulă închisă, în care presiunea parțială a As este bine controlată este inevitabilă [7]. Lucrarea de față prezintă rezultatele experimentale ale difuziei Zn în GaAs prin pelicule de SiO_2 , subliniindu-se aspectele caracteristice ale acestei difuzii.

1. Tehnica experimentală

Materialul utilizat a fost GaAs dopat n cu Si la o concentrație de $4,5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, de orientare (100), conținând dislocații cu densitatea $4,4 \times 10^3 \text{ cm}^{-2}$.

În primul set de experimente s-au depus straturi de SiO_2 pirolitic cu grosimea medie de $0,12 \mu\text{m}$, $0,21 \mu\text{m}$, $0,39 \mu\text{m}$, $0,62 \mu\text{m}$. Difuzia zincului s-a făcut la temperatura de 800°C , sursa de difuzie fiind Zn de înaltă puritate

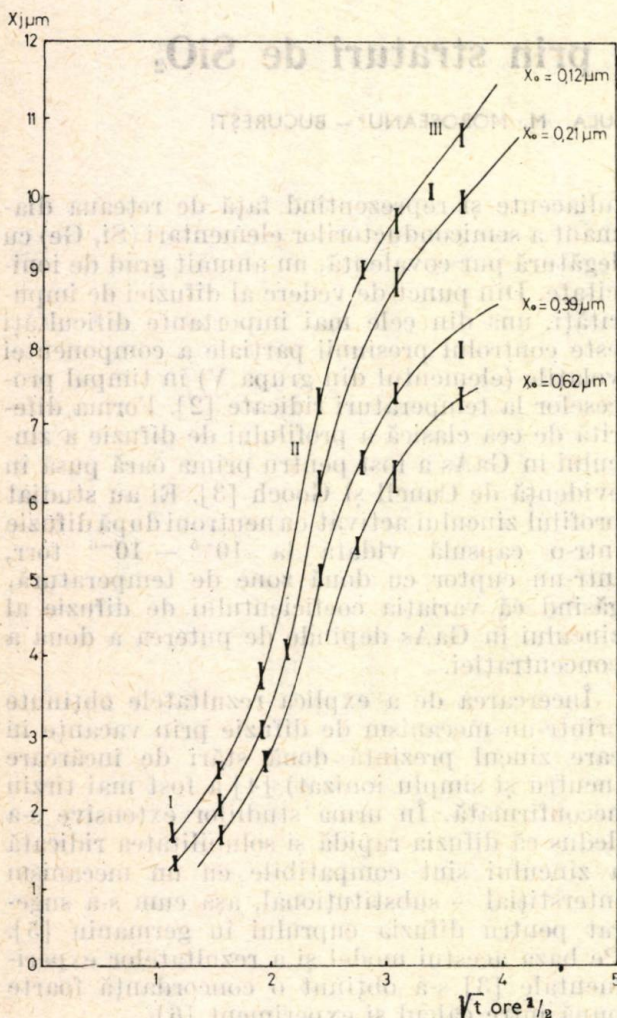


Fig. 1. Adâncimea joncțiunilor realizate prin difuzie de Zn în SiO_2 - GaAs în funcție de rădăcina pătrată a timpului de difuzie, pentru diferite grosimi de SiO_2 depus pirolitic.

evaporat la temperatura de 700°C . Difuzia a avut loc pentru perioade de timp diferite, așa cum se poate urmări în figura 1. În final, fiecare plachetă cu caracteristici bine definite (grosime de oxid și timp de difuzie) a fost tăiată și s-a măsurat adâncimea joncțiunii $p-n$ în tăietură, cu o eroare de măsură de $0,3 \mu\text{m}$.

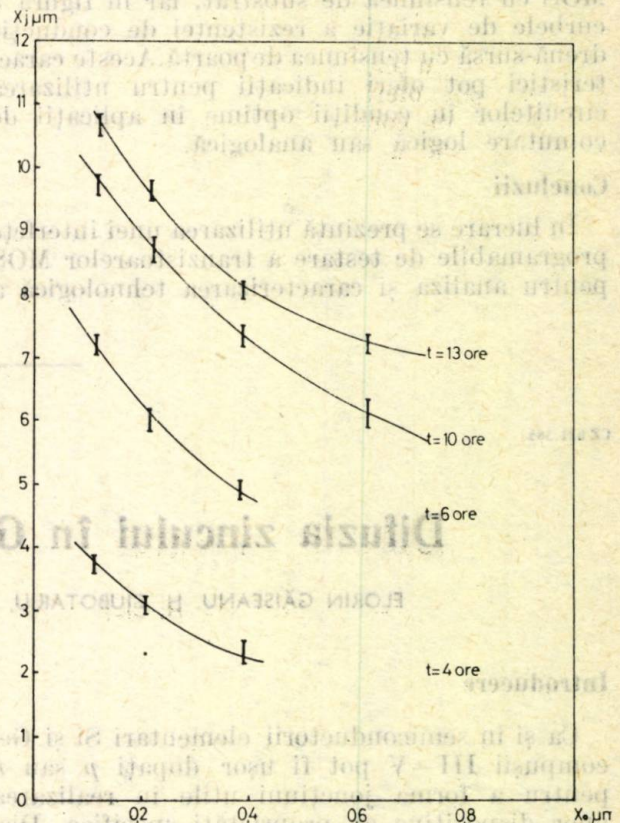


Fig. 2. Adâncimea joncțiunilor p^+-n în funcție de grosimea stratului de SiO_2 pirolitic.

În al doilea set de experimente s-au realizat pelicule de oxid depus chimic din faza de vapori cu grosimi de $0,11 \mu\text{m}$, $0,16 \mu\text{m}$, $0,27 \mu\text{m}$ și $0,35 \mu\text{m}$. Difuzia a fost realizată cu sursa la temperatura de 800°C . Măsurătorile de adâncime a joncțiunii s-au făcut utilizându-se metoda interferometrică pe suprafețe rodate la un unghi de 5° . Punerea în evidență a tipului de dopare și a joncțiunii s-a făcut prin colorarea (înnegrirea) stratului p prin atac chimic. Punerea la punct a metodei pentru GaAs a îmbunătățit precizia de măsură și condițiile de vizualizare a joncțiunii. Variația adâncimii joncțiunilor în funcție de rădăcina pătrată a timpului de difuzie este reprezentată pentru cele două seturi de experimente în figura 1, respectiv figura 3.

2. Difuzia zincului în GaAs

Este cunoscut faptul că în cazul în care coeficientul de difuzie depinde de concentrație, ecuația de difuzie se rezolvă, în general, prin

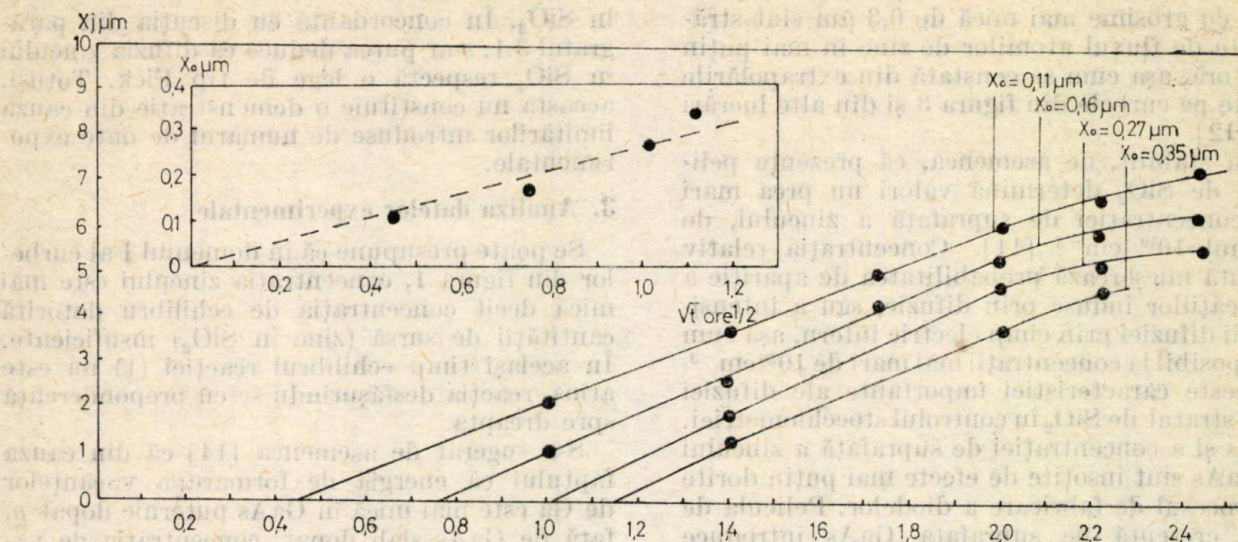


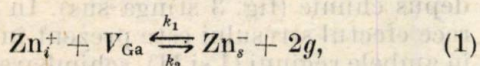
Fig. 3. Adâncimea joncțiunilor în GaAs și a frontului de difuzie în SiO₂ (stînga sus) în funcție de rădăcina pătrată a timpului de difuzie.

metode numerice. Substituția $y = \frac{x}{\sqrt{t}}$ permite analiza coeficientului de difuzie în funcție de concentrație (analiza Boltzman — Matano) (e ex. [8]). În acest spirit, adâncimea joncțiunii obținută după fiecare difuzie este reprezentată în funcție de rădăcina pătrată a timpului de difuzie (fig. 1 și fig. 3).

Procesul interstițial — substituțional

Spre deosebire de rezultatele difuziei în tub închis la temperaturi mai mari de 800°C [1, 6], curbele din figura 1 nu reprezintă linii drepte. Se disting, în schimb, două domenii de linearitate, domeniul II și III.

În procesul de difuzie interstițial — substituțional al zincului în GaAs, trecerea zincului din poziții interstițiale în substituționale și invers poate fi descrisă prin „reacția”:



astfel încît variația în timp a concentrației speciei substituționale are loc datorită atât difuziei cît și reacției (1) prin relația:

$$\frac{\partial C_s}{\partial t} = D_s \frac{\partial^2 C_s}{\partial x^2} + k_1 C_i C_v - k_2 p^2 C_s. \quad (2)$$

Constantele k_1 și k_2 reprezintă probabilitățile de conversie a zincului din substituțional în interstițial și invers, iar p este concentrația de goluri (g) participante în procesul de modificare a sarcinii electrice a celor două specii atomice: C_i , C_s și C_v reprezintă concentrația speciei interstițiale, substituționale și respectiv a vacanțelor de galiu.

Deoarece transportul zincului se face în mod preponderent prin specia interstițială care este

mult mai mobilă dar a cărei solubilitate este mult mai mică decît a speciei substituționale ($C_i/C_s \leq 10^{-5}$), [9], fluxul de atomi substituționali se poate neglija și deci relația care descrie conservarea numărului de atomi de zinc se poate scrie:

$$\frac{\partial C_i}{\partial t} + \frac{\partial C_s}{\partial t} = D_i \frac{\partial^2 C_i}{\partial x^2}. \quad (3)$$

Dacă reacția (1) se află la echilibru, atunci ecuațiile care descriu procesul se reduc la o ecuație de tip Fick. Se poate deduce prin urmare, că în absența oricăror alte efecte, schimbările de pantă înregistrate în reprezentarea $x_j = f(\sqrt{t})$ se pot datora neechilibrului reacției interstițial — substituțional.

Rolul SiO₂ asupra difuziei

Din relațiile care descriu formarea vacanțelor de As și de Ga în GaAs se poate deduce că fracțiunea pozițiilor neocupate în subrețeaua arsenului este invers proporțională cu rădăcina pătrată a presiunii parțiale a As, pe cînd fracțiunea pozițiilor neocupate în subrețeaua galiului este direct proporțională cu aceasta, astfel încît produsul lor nu depinde de presiune:

$$C_{v\text{Ga}} \cdot C_{v\text{As}} = \text{const} (T), \quad (4)$$

ci numai de temperatura T [2]. Datorită prezenței stratului de SiO₂ protector pe suprafața plachetei de GaAs este prevenită pierderea componentei volatile a sistemului. Acest lucru se poate înțelege și din faptul că la temperaturi mai mici de 800°C, constantele de difuzie ale As și Ga în SiO₂ sînt mici chiar în SiO₂ amorf [10], față de coeficientul de difuzie al zincului. Viteza cu care difuzează zincul în SiO₂ se poate observa, de exemplu, din faptul că peliculele de

oxid cu grosime mai mică de $0,3 \mu\text{m}$ sînt străbătute de fluxul atomilor de zinc în mai puțin de o oră, așa cum se constată din extrapolările făcute pe curbele din figura 3 și din alte lucrări [11, 12].

S-a stabilit, de asemenea, că prezența peliculei de SiO_2 determină valori nu prea mari ale concentrației de suprafață a zincului, de ordinul 10^{19} cm^{-3} [11]. Concentrația relativ scăzută micșorează probabilitatea de apariție a dislocațiilor induse prin difuzie, sau a intensificării difuziei prin cîmp electric intern, așa cum este posibil la concentrații mai mari de 10^{20} cm^{-3} .

Aceste caracteristici importante ale difuziei prin stratul de SiO_2 în controlul stoechiometriei. GaAs și a concentrației de suprafață a zincului în GaAs sînt însoțite de efecte mai puțin dorite în procesul de fabricare a diodelor. Pelicula de SiO_2 crescută pe suprafața GaAs introduce tensiuni apreciabile în rețea, pe de o parte din cauza nepotrivirii constantelor de rețea, iar pe de altă parte datorită diferenței între coeficienții de dilatare ai celor două materiale adiacente [12]. Stresul introdus de SiO_2 ca peliculă depinde de tehnica de depunere, grosimea oxidului, viteza de depunere etc. Datorită stresului introdus în rețeaua GaAs de pelicula de SiO_2 , adîncimea joncțiunii datorate difuziei laterale (pe sub masca de SiO_2), poate ajunge la același ordin de mărime cu adîncimea joncțiunilor în volum [12].

Calitatea oxidului obținut prin depunere pirolitică sau din fază de vapori nu este aceeași cu cea a unui oxid crescut termic pe suprafața siliciului într-o atmosferă oxidantă. Un argument indirect asupra faptului că SiO_2 depus este mai puțin dens, prezentînd o fracțiune importantă de defecte este acela că timpul de corodare de către o soluție standard a oxizilor depuși în primul set de experimente a fost mai mic de 2 min, pe cînd oxizii termici de aceeași grosime necesită un timp de corodare între 1,5 — 6,5 min, (timpul mai mare se referă la grosimea cea mai mare de oxid).

Se poate bănuî că un astfel de oxid este compus din domenii de cristalinitate care prezintă un anumit grad de dezorientare între ele, astfel că apar disponibile căi de scurtcircuitare a difuziei la granițele unor astfel de domenii, sau poate conține zone poroase în care este favorizată o difuzie mai rapidă [13]. S-a observat de altfel că joncțiunea formată prezintă porțiuni de neplaneitate, în special pentru oxizi de grosime mică în care defectele structurale sînt numeroase.

În graficul din stînga figurii 3 sînt prezentate punctele obținute prin extrapolarea curbelor trasate. Presupunînd calitatea oxidului aceeași pentru straturile depuse și, de asemenea, că aceasta nu depinde în mod semnificativ de grosime, se poate aprecia că dreapta dusă printre puncte poate furniza informații despre difuzia zincului

în SiO_2 . În concordanță cu discuția din paragraful 3.1. s-ar putea deduce că difuzia zincului în SiO_2 respectă o lege de tip Fick. Totuși, aceasta nu constituie o demonstrație din cauza limitărilor introduse de numărul de date experimentale.

3. Analiza datelor experimentale

Se poate presupune că în domeniul I al curbelor din figura 1, concentrația zincului este mai mică decît concentrația de echilibru datorită cantității de sursă (zinc în SiO_2) insuficiente. În același timp echilibrul reacției (1) nu este atins, reacția desfășurîndu-se cu preponderență spre dreapta.

S-a sugerat de asemenea [14] că din cauza faptului că energia de formare a vacanțelor de Ga este mai mică în GaAs puternic dopat p , față de GaAs slab dopat, concentrația de vacanțe crește cu creșterea concentrației de dopare ducînd în continuare la intensificarea difuziei. Acest efect ar putea fi sesizat în domeniile II și III din figura 1 și de asemenea în difuziile reprezentate în figura 3.

Creșterea vitezei de difuzie în domeniul II ar putea fi asociată cu stresul introdus de stratul de SiO_2 în regiunea de suprafață a semiconductorului și care are ca rezultat intensificarea difuziei. Această concluzie este în concordanță și cu datele prezentate în figura 3, care indică o comportare asemănătoare cu cea din figura 1, descrisă anterior (zonele de liniaritate II și III), cu observația că domeniul I nu mai apare. Această observație este un argument în favoarea ipotezei de existență a domeniului I (în primul set de experimente) deoarece setul al doilea s-a realizat în condiții de temperatură mai ridicată a sursei. Liniaritatea distribuției seturilor de puncte experimentale a permis extrapolarea corectă a datelor și utilizarea lor pentru studiul difuziei în bioxidul de siliciu depus chimic (fig. 3 stînga sus). În plus, deoarece efectul stresului este prezent în primul caz în ambele regiuni (I și II), schimbarea de pantă între acestea poate fi datorată intrării în regim de echilibru a reacției (1).

Pe domeniul III al curbelor din figura 1 și pe zona de neliniaritate a curbelor din figura 3 se poate presupune că efectul tensiunii introduse de SiO_2 în GaAs încetează, difuzia continuînd printr-un proces specific de difuzie interstițial — substituțional.

În figurile 2 și 4 sînt prezentate curbele $x_j = f(x_0)$ care furnizează date despre rolul de mască al oxidului în difuzia zincului în GaAs. Contradicția dintre viteza mai mare de „străpungere” de către fluxul de atomi a straturilor de SiO_2 depuse chimic față de cele de aceeași grosime depuse pirolitic, deși primele sînt mai rezistente la agenții chimici de corodare, este doar aparentă, dacă se ține cont că valorile temperaturii sursei de difuzie în cele două cazuri

sint mult diferite (s-a luat în considerație dependența coeficientului de difuzie de concentrația Zn).

Difuzia zincului în GaAs printr-un strat de SiO_2 prezintă aspecte caracteristice față de difuzia zincului în GaAs. Pentru analiza ei ar trebui atașată sistemului de ecuații diferențiale (2), (3) o ecuație care să descrie transportul atomilor de zinc prin stratul de SiO_2 (în cazul în care mecanismul de difuzie este presupus cunoscut), împreună cu condițiile la limită și condiția inițială a problemei. Considerând reacția (1) la echilibru, sistemul se reduce la un sistem neliniar de două ecuații diferențiale. Reprezentarea $x_j = f(\sqrt{t})$, a adin-

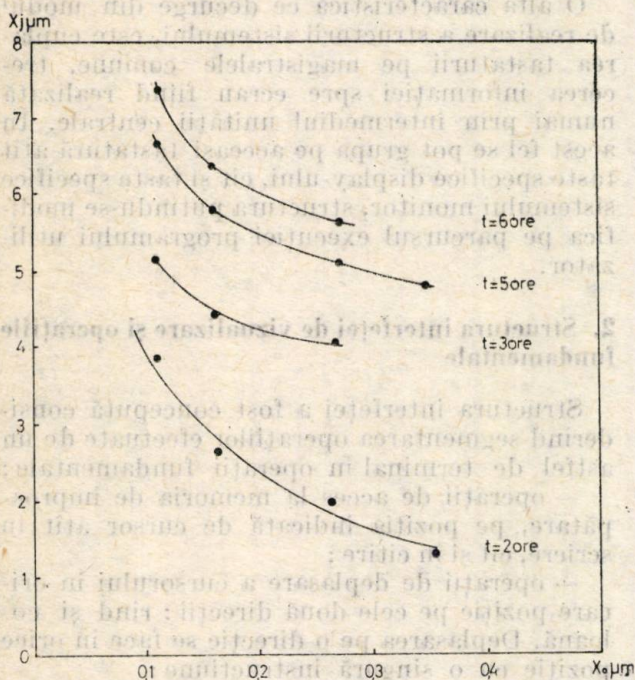


Fig. 4. Adinșimea joncțiunilor în GaAs în funcție de grosimea stratului de SiO_2 depus chimic.

cimii joncțiunii în funcție de rădăcina pătrată a timpului de difuzie este în general liniară, pentru lungimi de difuzie în SiO_2 mai mici decât grosimea oxidului. O analiză cantitativă care să descrie, chiar și în condiții restrictive, difuzia zincului în sistemul SiO_2 — GaAs ar permite, în corelație cu analiza datelor experimentale, informații și concluzii suplimentare.

4. Concluzii

Analizând difuzia zincului în GaAs prin straturi de SiO_2 pe baza mecanismului de di-

fuzie disociativ interstițial — substituțional prin reprezentarea $x_j = f(\sqrt{t})$, se constată existența unor regiuni de liniaritate.

Este evidențiat rolul reacției (1) și al peliculei de SiO_2 (tensiunea introdusă în rețeaua GaAs) în acest proces. Reproducibilitatea procesului depinde printre altele și de procesul de depunere SiO_2 , dar se diminuează problemele legate de controlul presiunii parțiale a As, de creștere a concentrației de suprafață a zincului cu efecte negative de absorbție a radiației emise din semiconductor.

Tehnica de difuzie a zincului în sistemul SiO_2 — GaAs a permis realizarea unor tipuri de diode electroluminiscente cu caracteristici optoelectrice similare celor obținute prin alte procedee de difuzie.

Bibliografie

- [1] Huese, C. J., Kressel, H., Ladany, I. The future for LED's. In : IEEE Spectrum No. 5, 1972, p. 28.
- [2] Kendal, D. L. Semiconductors and Semimetals Physics of III—V Compounds, vol. 4, p. 163, Ed. R. K. Willardson Ac. Beer, Academic Press, New York, 1968.
- [3] Cunell, F. A., Gooch, C. M. Diffusion of zinc in gallium arsenide. In : J. Phys. Chem. Solids, vol. 15, 1959, pg. 127.
- [4] Allen, J. W. The diffusion of ionised impurities in semiconductors. In : J. Chem. Solids, vol. 15, 1960, pg. 134.
- [5] Frank, F. C., Turnbull, D. Mechanism of diffusion of copper in germanium. In : Phys., Rev. vol. 104, No. 3, 1959, p. 617.
- [6] Weisberg, R. L., Blanc, J. Diffusion with interstitial — substitutional equilibrium zinc in GaAs. In : Phys. Rev. vol. 131, No. 4, 1963, p. 1548.
- [7] Shil, K.K. High surface concentration Zn diffusion in GaAs. In : J. Electrochem. Soc. vol. 123, No. 11, 1976, 1737.
- [8] Shewmon, G. Diffusion in solids. Mc. Grow. Hill Publishing Co. Inc. New York, 1963.
- [9] Ting, C. H., Pearson, G. L. Time dependence of zinc diffusion in gallium arsenide under a concentration gradient. In : J. Electrochem. Soc., vol. 118, No. 9, 1971, pg. 1454.
- [10] Grove, A. S. Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoră cu siliciu. București, Ed. Tehnică, 1973.
- [11] Shil, K.K., Blum, J. L. GaAs_{1-x}P_x electroluminescent diodes made by Zn diffusion in an open-tube system. In : J. Electrochem. Soc., vol. 119, No. 1972, p. 1258.
- [12] Baliga, B. J., Ghandih, S. K. Lateral diffusion of zinc and Tin in gallium arsenide. In : IEEE Trans. El. Dev. ED—21, No. 7, 1974.
- [13] Cherednicenco, D. L., Le Page, W.R., Anderson, P. L. Concentration contours in regions with both normal and enhanced diffusion coefficient. In : J. Appl. Phys. vol. 44, No. 10, 1973, pg. 4424.
- [14] Longini, R. L. Rapid zinc diffusion in gallium arsenide. In : S.S.E. vol. 5, 1968, p. 127.

CZ 621.3.018

MICROPROCESOARE
INTERFAȚĂ DE VIZUALIZARE

Interfață de vizualizare pentru sisteme cu microprocesor

MIHAI-DAN STERIU, DĂNUȚ ȘERBAN, ALEXANDRU STERIU* — BUCUREȘTI

Introducere

În contextul actual al dezvoltării sistemelor de prelucrare a informației, dispozitivele de afișare pe tub catodic au devenit principalul mijloc de conversație om-calculator. Se pot deosebi câteva categorii principale de dispozitive:

- display-uri alfanumerice și/sau pseudo-grafice cu structuri specializate pe anumite aplicații;

- display-uri alfanumerice pentru dialoguri simple, cu o structură fixă sau puțin variantă, având un preț foarte scăzut;

- display-uri alfanumerice cu unitate centrală incorporată, cu tendințe de evoluare spre sisteme de prelucrare a informației;

- display-uri grafice de complexitate ridicată.

Fiecare categorie din cele enunțate are avantajele ei, ceea ce face ca ele să coexiste în cadrul unei game de produse. Apariția tehnologiilor LSI și VLSI generează însă, ca tendință, trecerea spre display-uri cu unitate centrală incorporată, specializate sau nu, grafice sau alfanumerice. În scopul dezvoltării unui astfel de produs, a fost elaborată o interfață de afișare pe tub catodic (televizor comercial sau monitor TV).

1. Poziția interfeței de vizualizare în structura unui sistem

Interfața a fost realizată pentru o unitate centrală cu microprocesorul MC 6 800, putind fi ușor adaptată și altor tipuri de microprocesoare.

Unitatea centrală este cuplată prin intermediul celor trei magistrale de vehiculare a informației cu dispozitivele de stocare și prelucrare (fig. 1), prin acestea înțelegind memoria propriu-zisă (tip *RAM/EPROM*) și interfețele de comunicație, decodificate ca locații de memorie.

Interfața de vizualizare a fost conectată direct la cele trei magistrale, astfel încât accesul la registre și la poziția indicată de cursor se face în cursul unei singure instrucțiuni, fără cicluri de așteptare. Acest fapt reduce timpul de procesare și necesarul de memorie de comandă, comparativ cu utilizarea unor

interfețe programabile tip *PIA*, *PIO*. De asemenea, comparativ cu utilizarea controlerelor CRT programabile, varianta implementată asigură o versatilitate mai mare, funcțiile implementate fiind la alegerea utilizatorului, prin scrierea programelor de comandă dorite.

O altă caracteristică ce decurge din modul de realizare a structurii sistemului, este cuplarea tastaturii pe magistralele comune, trecerea informației spre ecran fiind realizată numai prin intermediul unității centrale. În acest fel se pot grupa pe aceeași tastatură atit taste specifice display-ului, cit și taste specifice sistemului monitor, structura putindu-se modifica pe parcursul execuției programului utilizator.

2. Structura interfeței de vizualizare și operațiile fundamentale

Structura interfeței a fost concepută considerind segmentarea operațiilor efectuate de un astfel de terminal în operații fundamentale:

- operații de acces la memoria de improspătare, pe poziția indicată de cursor atit în scriere, cit și în citire;

- operații de deplasare a cursorului în oricare poziție pe cele două direcții: rind și coloană. Deplasarea pe o direcție se face în orice poziție cu o singură instrucțiune;

- operația de defilare a memoriei de improspătare. Deși ea se poate sintetiza din primele două operații prin program, a fost totuși implementată cu circuite, pentru a economisi timp și memorie de program;

- operația de programare a unor moduri de afișare luminoasă, indicare sonoră sau alte posibile utilizări (afișări cu luminozitate intermitentă, cu fond invers, cu strălucire intensă).

Acste operații se realizează la nivelul interfeței prin secvențe de tipul:

- scriere în și citire din memoria de improspătare;

- scriere în și citire din registrele de poziționare a cursorului pe rind și pe coloană (*RCR* și *RCC*);

- scriere în și citire din registrul de defilare (*RD*);

- scriere în și citire din registrul de stare (*RS*).

Structura hardware cuprinde atit elemente „clasice”, întilnite la orice display, cit și elemente specifice implementării realizate.

* Ing. Steriu M. D. Facultatea electronică și telecom. din PB; ing. Șerban D. — Întreprinderea de echipamente periferice — București; ing. Steriu A. — Întreprinderea de calculatoare — București.

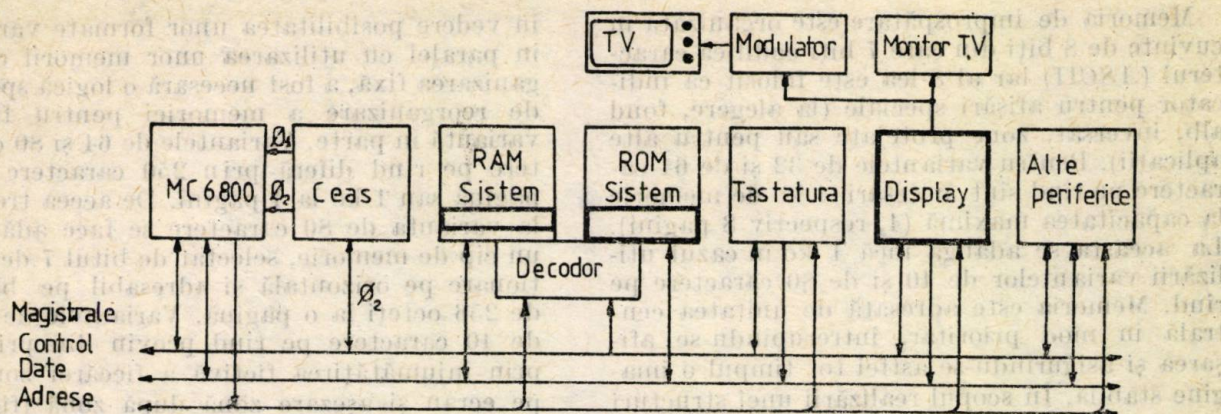


Fig. 1. Poziția în sistem a interfeței de vizualizare și a programelor de execuție.

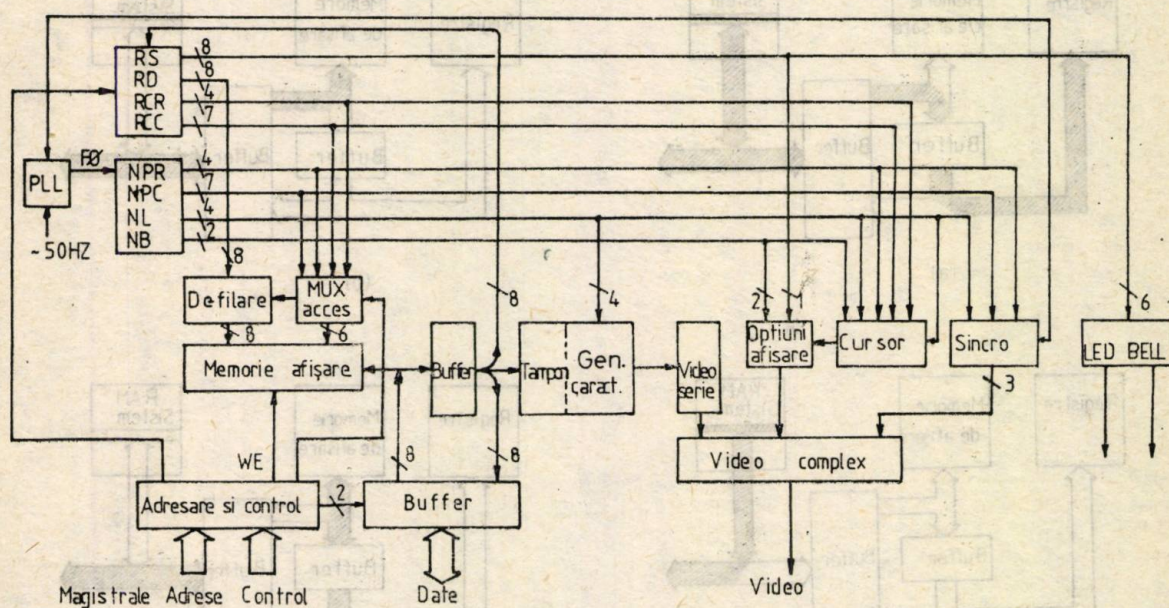


Fig. 2. Schema-bloc generală a interfeței.

Oscilatorul de generare a frecvenței de punct este realizat cu o buclă PLL, sincronizată pe rețea. Frecvența poate fi modificată cu un set de 8 condensatoare, în funcție de varianta de afișare selectată. Frecvența de punct este în continuare folosită într-un lanț de divizoare. Mai întâi este divizată cu 8 pentru un caracter, apoi cu un divizor comandat se generează numărul de caractere pe rând (*NPC*), iar alte trei divizoare în cascadă dau numărul de linii TV (*NL*) pe rând de caractere (16), numărul de rânduri (*NPR*) (20), și semnalul de pîlpire și alarmă sonoră (*NB*).

Folosind o memorie *PROM* de 32×8 biți, s-a implementat un decodicator cu care se pot alege 8 variante de afișare : 32, 40, 64 sau 80 de caractere afișabile pe un rînd, fiecare în variantă de rînd „lat” (50 μ s cursă directă) sau „îngust” (42 μ s cursă directă). Același

circuit generează și semnalele de stingere și sincronizare pe orizontală, conform standardului TV, sau într-o variantă ce permite folosirea televizoarelor comerciale.

Blocul de registre interne este format din
 registrul de stare (RS , 8 biți), registrul de
 poziționare a cursorului pe rând (RCR , 4 biți),
 respectiv pe coloană (RCC , 7 biți) și registrul
 de defilare (RD , 8 biți) pe 16 pagini înlanțuite.
 Toate aceste registre sînt înscrise de unitatea
 centrală. Fiecare din ele are o imagine în zona
 RAM situată la aceeași adresă, astfel încît o
 înscrisiere se face simultan și în RAM , iar o
 citire se face doar din RAM . În acest mod au
 fost eliminate circuitele de citire a registrelor
 interne. Cele două registre de poziționare a
 cursorului sînt comparate cu divizoarele cores-
 punzătoare din lanțul de numărătoare, gene-
 rînd cursorul sub forma unei sublinieri ce pil-
 piie sub poziția la care există acces imediat.

Memoria de improspătare este organizată în cuvinte de 8 biți din care 7 biți codifică caracterul (ASCII) iar al 8-lea este folosit ca indicator pentru afișări speciale (la alegere, fond alb, inversat, zone protejate sau pentru alte aplicații). Pentru variantele de 32 și de 64 caractere pe rînd sînt necesari 4 ko de memorie la capacitatea maximă (4, respectiv 8 pagini). La aceasta se adaugă încă 1 ko în cazul utilizării variantelor de 40 și de 80 caractere pe rînd. Memoria este adresată de unitatea centrală în mod prioritar, întrerupîndu-se afișarea și asigurîndu-se astfel tot timpul o imagine stabilă. În scopul realizării unei structuri

în vedere posibilitatea unor formate variabile în paralel cu utilizarea unor memorii cu organizarea fixă, a fost necesară o logică specială de reorganizare a memoriei pentru fiecare variantă în parte. Variantele de 64 și 80 caractere pe rînd diferă prin 250 caractere pe o pagină sau 1 ko la 4 pagini. De aceea trecerea la varianta de 80 caractere se face adăugînd un cip de memorie, selectat de bitul 7 de poziționare pe orizontală și adresabil pe blocuri de 256 octeți la o pagină. Variantele de 32 și de 40 caractere pe rînd provin din primele, prin înjumătățirea fictivă a fiecărei zone de pe ecran și așezare zonă după zonă (fig. 4).

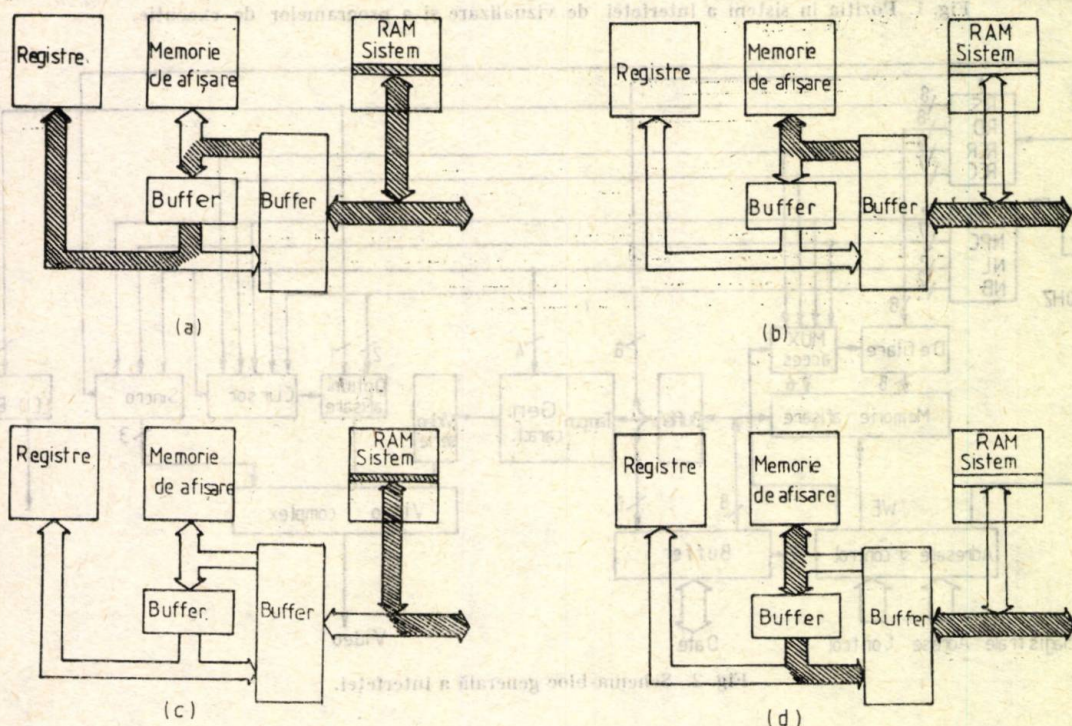


Fig. 3. Circulația informației în cadrul operațiilor de acces: scrierea în registre (a), scrierea în memoria de improspătare (b), citirea registrelor (c), citirea memoriei de improspătare (d).

de magistrală internă (fig. 3) a fost necesară introducerea unor amplificatoare de magistrală pe ieșirile memoriei. Implementarea cu acces prioritar și magistrală a simplificat mult circuitul și a crescut viteza de lucru. Totuși, trebuie remarcat că operația de acces pe o locație din memoria de improspătare impune ca registrele de cursor să fie poziționate pe aceea locație. Acest mod de acces este efectul faptului că memoria de improspătare are o adresă unică, util în cazul cînd se dorește o soluție economică.

Adresarea locației ce reprezintă memoria de improspătare se face prin intermediul unor multiplexoare, de către registrele de cursor și de defilare. În restul timpului adresele provin de la cele două divizoare principale: cel de caractere pe rînd și cel de rînduri. Avînd

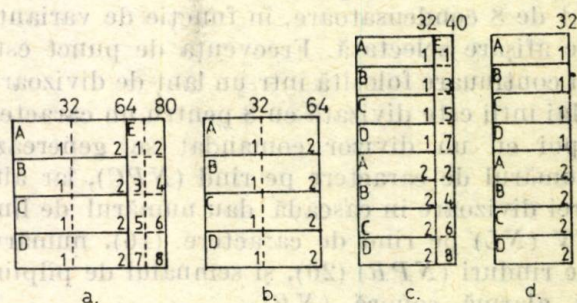


Fig. 4. Alocarea cipurilor la zonele de afișare în cele 4 variante: 80 caractere (a), 64 caractere (b), 40 caractere (c) și 32 caractere (d) pe rînd.

Această structură este cuplată la liniile de comandă ale unității centrale implementate cu MC 6800. Circuitul ce realizează această cuplare are ca intrări liniile de comandă:

- selecția operației citire-scriere R/W ;
 - stabilirea adresei pe magistrală VMA ;
 - faza de realizare a transferurilor $\emptyset 2$;
 - magistrala de adrese (decodificată complet),
- iar ca ieșiri :
- semnalul de deselectare generală a memoriei de afișare;
 - semnalul de selecție a operației (R/W) la memoria de afișare și adresare în cazul accesului la ea;
 - semnalul de multiplexare a registrelor de cursor;
 - semnalele de înscriere a registrelor interne.

3. Funcțiile realizate de interfață

Pentru structura descrisă mai sus a fost realizat un program ce permite recunoașterea unei întreruperi de la tastatură, preluarea caracterului, decodificarea lui și saltul la subrutina atașată fiecărei funcții. Sînt executabile următoarele funcții :

- deplasări de cursor pe cele patru direcții;
- introduceri de pagini noi sau reveniri la pagini anterioare;
- defilare;
- poziționarea cursorului la începutul rîndului sau a rîndului următor;
- poziționarea cursorului la începutul ecranului;
- ștergerea de pe poziția curentă a cursorului pînă la capătul liniei sau ecranului, sau ștergerea generală;
- inserări de caracter și de linie, respectiv ștergeri;
- ștergerea ultimului caracter afișat;
- tabelări speciale, etc.

Toate aceste funcții se pot realiza în mod de lucru „pagină” sau în mod de lucru „defilare”. De asemenea, se poate lucra în mod protejat,

prin programarea corespunzătoare a registrului de stare.

Ca exemplu se prezintă (fig. 5) organigrama pentru o funcție uzuală: SUS ($\uparrow$).

După ce este preluat caracterul de la tastatură și decodificat se trece în subrutina de execuție (005B). Cursorul este deplasat cu o poziție în sus dacă nu se află pe primul rînd de pe ecran. În caz contrar se procedează în funcție de modul de lucru. În mod „pagină” cursorul este adus pe ultimul rînd de pe ecran, pe aceeași poziție de pe rînd. În mod „defilare” se execută o nouă subrutină :

0058	6A 01	MINUS	DEC	RCR, X	
39			RTS		
005B	A6 01	SUS	LDA A	RCR, X	Testez RCR.
26	F9		BNE	MINUS	
A6 03			LDA A	RS, X	
46			ROR A		Testez „defilare”
24	DO		BCC	ROLL DOWN	
86	OF		LDA A	%OF	Opere în mod „pagină”
A7 01			STA A	RCR, X	
39			RTS		
0027	A6 02	ROLL	LDA A	RA, X	
		DOWN			
27	D5		BEQ	BREAK	Operare greșită
6A 02			DEC	RD, X	Operare în mod „defilare”
6C 01			INC	RCR, X	
39			RTS		

(ROLL down) în care se verifică dacă primul rînd de pe ecran este și primul rînd din memoria de înprospătare. Trebuie menționat că în mod „defilare” se pot vizualiza maxim 4(8) pagini folosind numai posibilități hardware. În cazul că nu este îndeplinită condiția, se execută o defilare în sus pe memoria de înprospătare. Dacă însă cursorul este pe primul rînd al memoriei, funcția nu se execută și se semnalează eroare. Acesta este doar unul dintre modurile de a realiza funcția, mod ce a satisfăcut necesitățile utilizatorilor.

4. Concluzii

Interfața de vizualizare, conectabilă direct pe magistrale, oferă, în condițiile unei implementări relativ ieftine, o gamă largă de facilități care acoperă necesitățile unui sistem de comandă/ control. Gama de funcții executabile se poate lărgi prin scrierea de noi subrutine fără a modifica structura hard.

Prin adăugarea unui număr redus de piese se poate obține o consolă CRT independentă.

Soluția adoptată încearcă obținerea unei funcționalități ridicate cu cheltuieli materiale și eforturi de programare reduse.

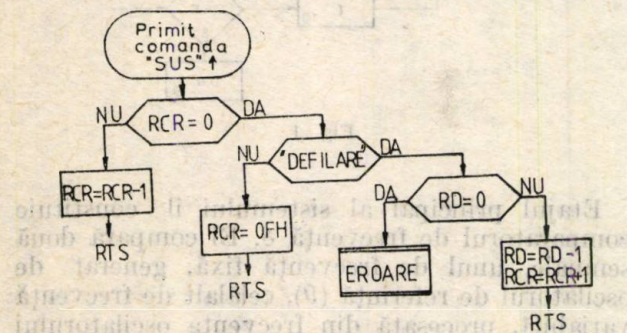


Fig. 5. Organigrama subrutinei „SUS”.

CZ 621.3.042:621.314.1

SINTEZA DE FRECVENȚĂ
RECEPTORE TV

Circuite de sinteză a frecvenței pentru receptoare de televiziune

MIHAI BĂȘOIU, SILVER PLEȘCA* — BUCUREȘTI

Generalități

În ultima vreme în lume, ca o consecință a factorilor economico-sociali, cit și a posibilităților tehnice superioare, numărul canalelor TV ce pot fi recepționate într-un anumit loc a crescut simțitor. Sînt cazuri în care, în condiții de vecinătate cu mai multe țări, se pot recepționa un număr mai mare de zece canale. De obicei, cînd este vorba de un număr așa de mare de canale, pentru evitarea interferărilor și, în general, a perturbărilor reciproce, se folosește de preferință banda de ultra înaltă frecvență (UIF).

În aceste condiții apare necesitatea unor facilități la comutarea și acordul receptorului TV pe canalul dorit, avînd în vedere că utilizatorul de cele mai multe ori nu are cunoștințe tehnice.

Ceea ce se cere unui sistem de comutare și acord pe canal dintr-un receptor TV, este să asigure o manevrare cit mai simplă, la îndemîna oricărui utilizator, eventual să dispună de un sistem automat de executare a anumitor operații.

În decursul anilor, funcție de necesitățile momentului cit și de posibilitățile tehnice respective, sistemele de comandă a acordului și comutării au suferit o evoluție spectaculoasă. Începînd cu sistemul de comandă și acord pur mecanic, din care varianta cea mai cunoscută este cea cu comutator tip „rotactor”, mergînd la tipuri mixte, „comutare mecanică — acord electronic”, s-a ajuns la varianta „comutare și acord electronic”. Cel mai evoluat sistem de comutare și acord pe canal este însă sistemul de sinteză a frecvenței, la care facilitățile oferite utilizatorului sînt maxime. Dintre acestea mai importante sînt:

- asigură selectarea oricărui canal, indiferent dacă pe el există semnal sau nu;
- simplifică circuitele de adaptare la sistemul de telecomandă (prin ultrasunete sau infraroșii);
- simplifică circuitele pentru comanda afișajului digital;
- asigură o stabilitate a frecvenței oscilatorului local, comparabilă cu a unui oscilator de referință cu cristal de cuarț.

Utilizarea sintezei de frecvență în receptoarele TV a putut fi posibilă numai în contextul

dezvoltării tehnologiilor MOS care au permis realizarea unor componente specifice, cu grad mare de integrare, ca de exemplu microprocesoare, circuite PLL, divizoare de frecvență din domeniul FIF și UIF etc.

1. Principiul de funcționare

Sinteza de frecvență, în varianta clasică, utilizată în radioreceptoarele superheterodină profesionale se bazează pe utilizarea unui oscilator pilot, de la care prin prelucrarea în frecvență a semnalului se obțin semnalele de frecvențe necesare. Din cauza benzii de frecvențe înalte alocate cit și a problemelor de radiație, acest tip de sinteză nu este aplicabil receptoarelor TV.

Pentru acestea s-a dezvoltat o nouă tehnică de sinteză (pseudo-sinteză), în care oscilatorul local al selectorului este intercalat într-o buclă PLL (phase locked loop), oscilatorul fiind comandat în tensiune. Schema-bloc, prezentată în figura 1, ilustrează principiul de funcționare a pseudo-sintezelor utilizate în receptoarele de televiziune.

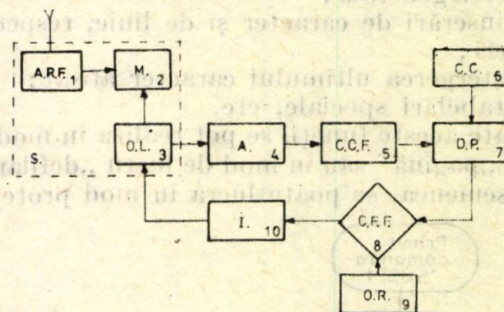


Fig. 1

Etajul principal al sistemului îl constituie comparatorul de frecvență 8. El compară două semnale, unul de frecvență fixă, generat de oscilatorul de referință (9), celălalt de frecvență variabilă, procesată din frecvența oscilatorului local al selectorului S. Cînd comparatorul sesizează o diferență între cele două frecvențe, generează un semnal de eroare proporțional cu diferența dintre frecvențe, care „nivelat” de integratorul 10 va comanda acordul selectorului, aducîndu-l în sincronism cu oscilatorul de referință (frecvențele lor într-un raport strict determinat pentru fiecare canal).

* CCE — „Electronica” — București.

Prelucrarea frecvenței oscilatorului local până la intrarea comparatorului are loc succesiv, după cum urmează:

Semnalul de o anumită frecvență este cules din circuitul de acord al oscilatorului 3 printr-un cuplaj inductiv sau capacitiv foarte slab, astfel încât influențele exterioare prin acest cuplaj să fie minim posibile. Amplificatorul 4 mărește semnalul până la nivelul acceptabil comenzii circuitelor logice ale circuitului de coborîre a frecvenței 5. El are în același timp rol de separare, înlăturînd eventuaia posibilitate de modulare a oscilatorului cu zgomot generat de circuitele logice. Blocul 5 coboară frecvența oscilatorului local până la valori care pot fi prelucrate de circuitele următoare. Ca circuit de coborîre a frecvenței, unele circuite de sinteză utilizează divizoare *ECL* rapide. În alte variante se utilizează în locul divizării fixe, mixare prin diferență. Prin ambele metode, frecvența semnalului este coborîtă până la nivelul la care pot funcționa divizoarele programabile.

Prelucrarea următoare a frecvenței oscilatorului local constă într-o divizare programabilă făcută la blocul 7, care stabilește o relație biunivocă între numărul canalului și frecvența ce se compară cu frecvența oscilatorului de referință.

Relația este de tipul:

$$f_x = N f_r, \quad (1)$$

unde:

- N este numărul canalului selectat, sau un număr determinat biunivoc de acesta;
- f_x — frecvența de comparat (obținută prin prelucrarea frecvenței semnalului de la oscilatorului local al selectorului);
- f_r — frecvența de referință.

Luînd în considerație și prelucrarea făcută de circuitul de coborîre, relația între frecvența oscilatorului din selector și cea prelucrată, prezentă la intrarea comparatorului este:

$$f_0 = a(b + cNf_r), \quad (2)$$

unde:

- f_0 este frecvența oscilatorului local al selectorului;
- a, b, c — constante de divizare și mixare.

Comanda divizorului programabil sau intrarea în sistem 6 (comandă canal) se face de obicei prin intermediul unei tastaturi de minicalculator care presupune pentru utilizator cunoașterea unor instrucțiuni minime.

Informația transmisă de taster la selectarea canalului este codificată și folosită la programarea divizorului. O metodă de programare a divizorului variabil este de a memora codurile fiecăruia din cele N canale ale unor norme de televiziune. Această soluție este mai puțin uzuală datorită prețului ridicat al

componentelor *ROM* (Read only memory) necesare. O metodă de programare mai economică constă în folosirea particularităților normelor de televiziune. Se utilizează în special avantajul că diferența între frecvențele a două canale succesive este constantă, cel puțin pentru canalele unei benzi.

2. Tipuri caracteristice de circuite de sinteză a frecvenței

Așa cum s-a arătat în paragrafele precedente, există o foarte mare diversitate a posibilităților de realizare a circuitelor de sinteză funcție atît de parametri tehnici ai normei TV pe care este realizat receptorul, cit și de componentele electronice pe care le folosește. În acest sens se vor analiza trei circuite de sinteză considerate tipice.

2.1. Circuit de sinteză a frecvenței cu componente nespecifice pentru receptor pe norma FCC

În norma americană de televiziune, un deosebit avantaj îl constituie faptul că frecvența oscilatorului local este un număr întreg de megaherți indiferent de bandă, iar diferența între două canale ale aceleiași benzi este de 6 Mhz. O simplificare însemnată la programarea divizorului variabil o aduce și numerotarea continuă a canalelor de la 2 la 83. Pentru programarea divizorului este necesară o prelucrare simplă a comenzii digitale; numărul canalului este înmulțit cu 6 și însumat cu o constantă fixă pentru o anumită bandă. Sînt necesare în total patru constante, două pentru banda 1, (a doua este necesară pentru saltul de 10 Mhz între canalele 4 și 5), una pentru banda 2 și încă una pentru banda de *UIF*. În tabelul următor sînt indicate atît constantele cit și frecvențele de lucru ale programatorului.

Semnalul cules de la oscilatorului local și amplificat este aplicat etajului prescaler (blocul 5 din fig. 1). Schema-bloc este dată în figura 2.

Intrucît selectoarele actuale au în componență oscilatoare separate pentru benzile de *FIF* și *UIF* prescalerul face o divizare suplimentară pe calea *UIF*. Divizînd cu 4, frecvența oscilatorului de *UIF* este adusă în domeniul de *FIF*, urmînd aceleași prelucrări ca și frecvența oscilatorului de *FIF*. Comutarea prescalerului pe una din căile de *FIF* sau *UIF* se face prin intermediul unei porți *ECL*. Prima divizare a frecvenței este realizată cu un divizor 1:10 de tip *ECL* (frecvența maximă de lucru cca 259 MHz), iar a doua divizare, cu un divizor TTL (frecvența maximă de lucru fiind inferioară a 25 MHz). La ieșirea prescalerului se obține un semnal de frecvență maximă de 2,5 MHz, care este aplicat divizorului programabil, pe una din intrări.

La cealaltă intrare a divizorului programabil sosesc semnalele care controlează funcționarea acestuia, adică cele care comandă programarea.

Tabelul 1

Banda	Canal (N)	$N \times f_c^*$	Constanta	Frecvența OL [MHz]
FIF I	2	2×7	89	101
	3	3×6	89	107
	4	4×6	89	113
	5	5×6	93	123
	6	6×6	93	129
FIF II	7	7×6	179	221
	13	13×6	179	257
UIF	14	14×6	433	517
	83	83×6	433	931

* f_c este frecvența de separare între canale.

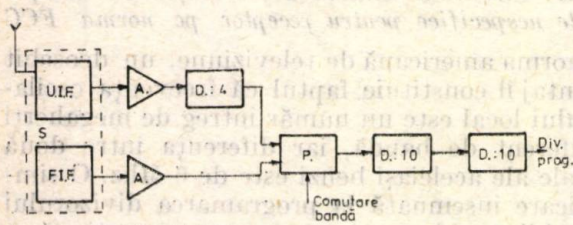


Fig. 2

Codificate în binar, ele poartă informația de număr a benzii și a canalului. Sintetizarea lor este făcută de un circuit a cărui schemă-bloc este prezentată în figura 3. Impulsurile unui oscilator de 10 MHz, divizate cu 10 sunt trimise unui decodor cu 10 ieșiri, care corespund celor 10 contacte ale tasterului de intrare. La apăsarea unei taste, un semnal codificat binar, indicând canalul selectat, este trimis la unul din cele două

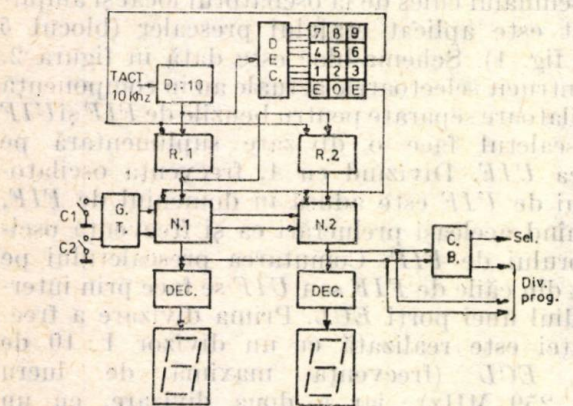


Fig. 3

registre ($R1$, $R2$). Întrucât numărul canalului conține una sau două cifre, pentru a înlătura inconvenientul adăugării unui „0” înainte cifrei pentru canalele de la 1 la 9 se utilizează încă o tastă E — entry, prin a cărei apăsare se trans-

mite în sistem informația că s-a încheiat formarea numărului canalului dorit. Când o a doua tastă este acționată pentru selectarea unui canal al cărui număr conține două cifre, informația din registrul $R1$ este transferată în registrul $R2$. După apăsarea tastei E , informațiile din cele două registre sunt stocate în alte două numărătoare. Pe lângă funcția de memorare, cele două numărătoare au proprietatea de a fi comandate „înainte” și „înapoi” de comutatoarele $C1$ și $C2$.

Acest tip de comandă, realizat de generatorul de tact, este utilizat fie pentru selectarea canalului prin căutare, fie pentru simplificarea comenzii la distanță.

Ieșirile numărătoarelor sunt folosite pentru afișarea canalului prin intermediul unor decodare. Ieșirile furnizează de asemenea semnalul pentru comanda comutatorului de bandă (CB). Acesta controlează la rândul lui comutarea selectorului și deschiderea porții de constantă din divizorul programabil.

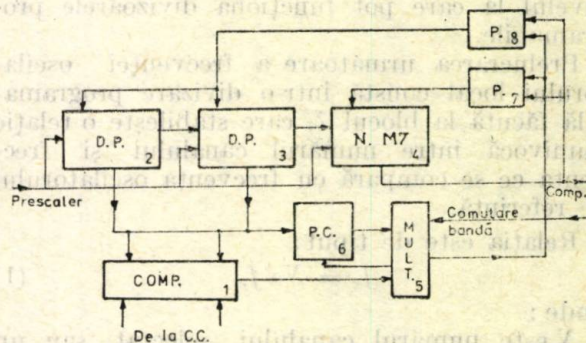


Fig. 4

Schema-bloc a divizorului programabil este dată în figura 4.

Ieșirile numărătoarelor din blocul de codificare a canalului sunt comparate în blocul 1 cu ieșirile codificate a două divizoare decadice programabile, care împreună realizează o divizare variabilă egală cu numărul canalului.

Urmărind schema-bloc a circuitului de programare se constată că la fiecare comparare, numărătoarele decadice sunt puse pe „0”, iar numărătorului modulo 7 ($NM7$) i se schimbă starea prin creșterea cu o unitate. La al șaptelea ciclu, numărătorul modulo 7 comută multiplexerul 5 în starea de acceptare a constantei (tabelul 1) din blocul 6 (poartă de constantă), corespunzătoare benzii selectate. În același moment numărătorul trimite un semnal spre comparatorul de fază și frecvență și pune întregul lanț logic în starea inițială, pregătindu-l pentru un nou ciclu.

Oscilația de referință, de 19 kHz, este obținută prin divizare de la un oscilator cu cuarț (fig. 5). De cele mai multe ori se utilizează un semnal provenit de la oscilatorul de subpurtătoare de culoare de 3,58 MHz existent în recep-

torul color, economisindu-se astfel o serie de componente.

Comparatorul de fază și frecvență, realizat sub forma unui singur cip din seria MC 4044, generează un tren de impulsuri cu componentă

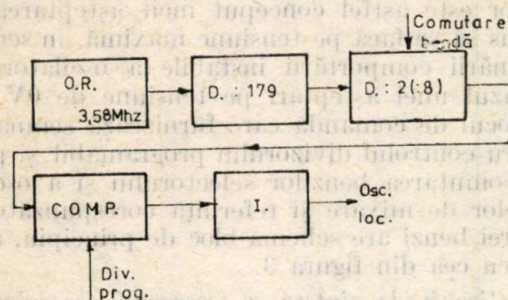


Fig. 5

continuă atunci când există o diferență între frecvențele de intrare date de oscilatorul de referință și de divizorul programabil.

Ieșirea integratorului comandă schimbarea frecvenței oscilatorului local al selectorului. Când nu există eroare de frecvență sau fază între intrările comparatorului, ieșirea integratorului devine stabilă, iar frecvența oscilatorului din selector rămâne constantă pe canalul selectat.

2.2. Circuit de sinteză a frecvenței pentru receptor pe norma OIRT realizat cu circuite logice nespecifice

Norma OIRT (Organizația Internațională pentru Radio și Televiziune) are câteva particularități, care însă nu pot fi exploatate la conceperea sintezei. În primul rând numerotarea discontinue a canalelor de la 1 la 12 și apoi de la 21 la 60 ar crea probleme dacă s-ar utiliza principiul de programare al divizorului de la „sinteza FCC”.

O simplificare radicală a divizorului programabil are loc dacă în circuitul de coborire a frecvenței din schema-bloc a sintezei din figura 1, se utilizează mixare fixă, în loc de divizare fixă. Aceasta complică însă circuitul de coborire a frecvenței. Constanta de mixare sau decalajul de frecvență se alege astfel încât divizorul programabil să facă o divizare proporțională cu numărul canalului. În această situație, pentru fiecare bandă, relația de corespondență între frecvența canalului și numărul canalului este de tipul:

$$f_0 - f_m = N \times f_c, \quad (3)$$

unde:

f_0 — este frecvența oscilatorului local;

N — numărul canalului;

f_m — decalajul de frecvență (constanta de mixare);

f_c — frecvența de separare între canale.

Relația (3) este nominalizată pentru fiecare canal în tabelul 2.

Tabelul 2

Banda	Canal (N)	f_c	$f_m \times f_c$	f_m (MHz)	Frec. O L (MHz)
FIF I	1	4,75	$1 \times 4,75$	83	87,75
	2	4,75	$2 \times 4,75$	83	97,25
FIF II	3	8	3×8	99,25	123,25
	5	8	5×8	99,25	139,25
FIF III	6	8	6×8	165,25	213,25
	12	8	12×8	165,25	261,25
UIF	21	8	21×8	341,25	509,25
	60	8	60×8	341,25	821,25

f_c este frecvența de separare între canale;

f_m — frecvența de mixare.

Întrucât frecvența de separare a benzilor I este diferită de cea a benzilor II, III, IV, V, sînt necesare după cum se va vedea, două oscila-toare de referință.

Considerind că tipul sintezei este același ca cel de la paragraful 2.1, în principiu funcționarea circuitelor va fi asemănătoare.

Funcția de reducere a frecvențelor oscila-toarelor de FIF și UIF este îndeplinită de un circuit de forma celui din figura 6 a, b. El este compus din două căi separate. Separarea este motivată de problemele de realizare a mixerului, care presupune o utilizare într-un domeniu de frecvență foarte larg.

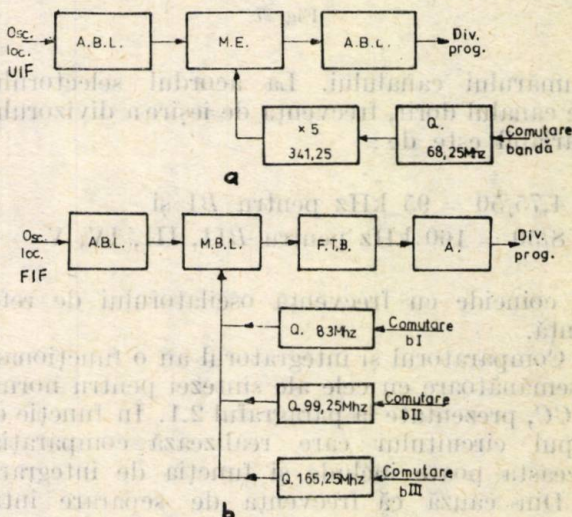


Fig. 6

Frecvențele de mixare $f_{mBI} = 83$ MHz, $f_{mBII} = 99,25$ MHz, $f_{mBIII} = 165,25$ MHz, $f_{mBIV,V} = 341,25$ MHz, sînt generate de patru oscila-toare pe cuarț, a căror construcție trebuie să respecte strict condițiile de limitare a pertur-bațiilor. Se impun aceste condiții cu atît mai

mult cu cît acești perturbatori sînt în apropierea intrării selectorului.

Comutarea oscilatoarelor se face odată cu selectarea canalului, comanda fiind dată de blocul de intrare 6 figura 1.

Din mixajul prin diferență al celor două frecvențe, una culeasă din selector și cealaltă generată de oscilatoarele de mixare rezultă conform tabelului 2, domeniile de frecvență:

- pentru calea de *FIF*: 4,75 la 96 MHz;
- pentru calea de *UIF*: 168 la 480 MHz.

Semnalele respective sînt amplificate pînă la nivelul necesar comenzii unor circuite *ECL* cu viteză mare de comutare. Cele două căi sînt comutate la divizorul fix prin intermediul unei porți controlate de comutatorul de bandă din blocul de comandă.

Se face în continuare o divizare cu 50 (fig. 7), astfel încît frecvența maximă divizată să fie sub 10 MHz, acceptabilă pentru funcționarea TTL-urilor ce alcătuiesc divizorul programabil.

Așa cum s-a arătat, programarea divizorului este simplificată întrucît acesta trebuie să facă o simplă divizare variabilă. În componența sa intră două divizoare variabile în cascadă, pentru fiecare din cele două cifre caracteristice ale

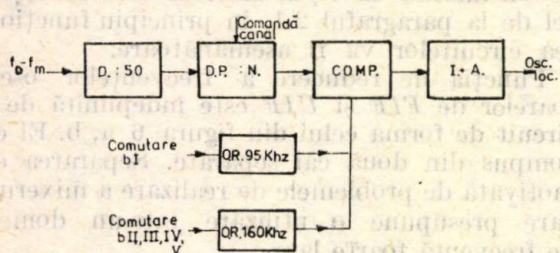


Fig. 7

numărului canalului. La acordul selectorului pe canalul dorit, frecvența de ieșire a divizorului variabil este de:

$$4,75/50 = 95 \text{ kHz pentru BI și}$$

$$8/50 = 160 \text{ kHz pentru BII, BIII, BIV, BV}$$

și coincide cu frecvența oscilatorului de referință.

Comparatorul și integratorul au o funcționare asemănătoare cu cele ale sintezei pentru norma *FCC*, prezentate la paragraful 2.1. În funcție de tipul circuitului care realizează comparația, aceasta poate include și funcția de integrare.

Din cauză că frecvența de separare între canale nu este aceeași pentru toate benzile de televiziune, sînt necesare două oscilatoare de referință, unul pentru BI de 95 kHz și unul de 160 kHz pentru celelalte benzi. Punerea lor în funcțiune este făcută simultan cu comanda divizorului programabil.

Pentru polarizarea terminalului de „varicap” al selectorului este necesară o tensiune continuă într-un domeniu situat între 0,5 și

30 V. Întrucît tensiunea continuă furnizată de integrator se găsește în alt domeniu, se introduce un etaj amplificator a cărui ieșire parcurge domeniul de tensiune precizat mai sus.

Tot lanțul comparator, integrator, amplificator este astfel conceput încît așteptarea în repaus să se facă pe tensiune maximă, în scopul eliminării comportării instabile a oscilatorului în cazul unei așteptări pe tensiune de 0V.

Blocul de comandă care furnizează semnalele pentru controlul divizorului programabil și pentru comutarea benzilor selectorului și a oscilatoarelor de mixare și referință corespunzătoare fiecărei benzi are schema-bloc de principiu, aceeași cu cea din figura 3.

2.3. Circuit de sinteză a frecvenței controlat de microprocesor pentru receptor pe norma FCC

Principial, schema-bloc a circuitului propriu-zis de sinteză a frecvenței, controlat de microprocesor nu diferă de cea a circuitului de sinteză analizat la paragraful 2.1.

Din punct de vedere constructiv funcțiile blocurilor din schema de principiu dată în figura 1 sînt preluate de două circuite complexe. Unul înglobează divizorul programabil, oscilatorul de referință și comparatorul, formînd circuitul *PLL*, iar celălalt, un microprocesor, realizează tot procesul de programare al divizoarelor din *PLL*.

Circuitul *PLL* de tip 6044, realizat în tehnologie CMOS, are schema-bloc dată în figura 8. Semnalul de la *O. L.*, divizat fix cu 256, se aplică lanțului de divizare din *PLL*. Acesta este format din două divizoare fixe cu două și

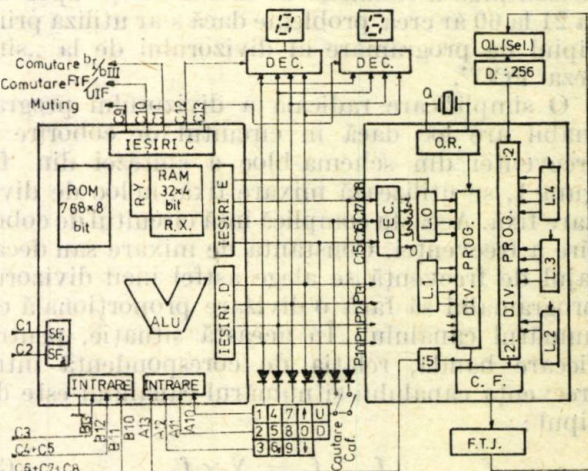


Fig. 8

zece divizoare programabile comandate de registrele tampon notate LATCH (zăvor,) memorii care pot păstra un timp predeterminat o anumită informație utilă.

Registrele tampon LATCH 2, LATCH 3 LATCH 4 sînt programate în rîndul lor de către microprocesor prin terminalele *P10* ... *P13* și *C15*, *C16*, *C17*.

Divizarea fixă fiind de $256 \times 4 = 1\,024$, iar frecvența de referință 976,5625 Hz, rezultă că lanțul de divizoare programabile trebuie să asigure pentru fiecare canal o divizare cu un număr egal cu frecvența în MHz a O.L., corespunzătoare canalului. De exemplu, frecvența O.L. pentru canalul 2 este de 101 MHz. Prin divizarea în lanțul programabil cu 101 rezultă 1 MHz care divizat cu 1 024 (divizare fixă) dă naștere frecvenței de 976,625 Hz la intrarea comparatorului de fază.

Frecvența de referință se obține de la un oscilator încorporat în circuitul PLL și având frecvența de 3,58 MHz, determinată de un cuarț exterior Q. Semnalul de la oscilator se aplică unui lanț de divizare format din patru divizoare fixe și opt divizoare programabile comandate de registrele tampon LATCH 0 și LATCH 1. În mod normal, raportul de divizare al frecvenței oscilatorului de referință este de 1/3 667. În momentul în care microprocesorul comandă acord fin, la terminalele PLL-ului (C15, C16, C17, C18, P10, P11, P12, P13), atunci raportul de divizare se modifică în trepte cu câte o unitate în plus sau în minus până ce se obține recepția corespunzătoare. Tot de la lanțul de divizare a semnalului de referință, frecvența de circa 1 kHz este divizată cu 5 și impulsurile astfel obținute (200 Hz) sînt folosite de microprocesor ca impulsuri de tact.

Cele două semnale de frecvențe apropiate sau chiar identice sînt aplicate la intrarea comparatorului de fază. Dacă semnalele nu sînt sincrone, la terminalul de ieșire al PLL apare o tensiune de eroare, care prelucrată într-un filtru activ trece jos (FTJ) comandă O.L., căruia îi modifică frecvența în sensul sincronizării celor două semnale aplicate la intrarea comparatorului de fază.

Programarea divizoarelor este făcută de un microprocesor de tip MN 1401 care cuprinde o memorie ROM (Read-Only-Memory), una RAM (Random-Acces-Memory), o unitate aritmetică și logică (ALU) și șase grupe de terminale :

— terminalele (intrările) A_{10} , A_{11} , A_{12} primesc semnale de la panoul de comandă, iar A_{13} semnalul de tact ;

— terminalele (intrările) $B_{10} \dots B_{13}$ primesc semnalele de la senzorii din receptorul TV și anume de la discriminatorul de frecvență, amplificatorul de RAA, detectorul video și detectorul de sunete ;

— terminalele (ieșirile) C_1 și C_2 primesc semnale de la senzorii din separatorul de sincro, urmărind în special impulsul de sincronizare cadre ;

— terminalele (ieșirile) D și E , asigură semnalele pentru comanda registrelor din circuitul PLL ;

— terminalele (ieșirile) C asigură comanda afișării canalului (C12, C13), comanda comutării selectorului (C10, C11) și comanda de muting (C9).

Comanda sistemului se face într-un mod asemănător celorlalte două circuite de sinteză prezentate anterior.

3. Concluzii

Din punct de vedere tehnic, utilizarea circuitului de sinteză a frecvenței este justificată și de îmbunătățirea unor parametri ai receptorului TV. Prezența comparației de fază și frecvență în buclă închisă îmbunătățește stabilitatea frecvenței oscilatorului local al selectorului la variațiile temperaturii sau tensiunii de alimentare și preia abaterile de valoare ale componentelor din selector.

Acordul pe canal, aproape perfect, realizat de aceste tipuri de circuite face posibilă utilizarea cu bune performanțe a detectorului sincron video, asigurînd astfel o calitate superioară recepției color.

În dorința de a se asigura utilizatorilor un număr cît mai mare de facilități în exploatarea receptoarelor de TV și în special a celor în culori, circuitele de sinteză a frecvenței au început să se complice din ce în ce mai mult, realizarea lor necesitînd componente specializate. Un exemplu de circuit de acest tip a fost analizat la paragraful 2.3. În ultima vreme se fac cercetări în vederea realizării unui circuit integrat care să cuprindă în același cip atît circuitul PLL cu divizoarele fixe și programabile cît și microprocesorul, reducîndu-se astfel simțitor numărul elementelor de interconectare și al circuitelor exterioare.

Bibliografie

- [1] Breeze, E. A new design technique for digital PLL synthesizers Electronics, Vol. CE-24 No. 1, february, 1978.
- [2] Rzeszewski, T., Kawasaki, T. A microcomputer controlled frequency synthesizer for TV. In : I.E.E.E. Transaction on Consumer Electronics, Vol. CE-24, No. 2, mai 1978.
- [3] Breeze, E. ... A frequency synthesizer for television receiver. In : I.E.E.E. Transaction on Broadcast and Television Receivers, Vol. BTR-20, november 1977.

CZ 621.3.018

MICROPROCESOR
EMULATOR

Emulator universal pentru sisteme cu microprocesor

MARIAN NICULESCU, MIHAI STATOVICI, DAN STURZA, GELU VOICU* — BUCUREȘTI

Introducere

Punerea la punct, testarea și depanarea sistemelor ce folosesc circuite LSI devin procese complexe care necesită o recalificare a personalului ingineresc care le pune la punct, strategii noi de abordare a problemelor și aparatură nouă (cu performanțe superioare și adesea bazată pe principii noi).

Sistemele cu microprocesoare sînt abordate din două mari direcții: soft (programele) și hard (circuitul și interconexiunile dintre ele). Totalitatea facilităților folosite pentru punerea la punct a unui astfel de sistem poartă denumirea de sistem de dezvoltare. El cuprinde și facilități soft și facilități hard.

Partea de soft a sistemelor de dezvoltare se pune la punct cu ajutorul unor puteri de calcul și cuprinde: editorul, translatorul, asamblorul, linker-ul, loader-ul și eventual, simulatorul.

Partea hard, multă vreme vitregită din punctul de vedere al mijloacelor specifice de punere la punct, folosește unul sau mai multe emulatoare ale circuitelor LSI principale din sistemul proiectat.

Firmele producătoare de microprocesoare pun la dispoziția utilizatorilor și sisteme de dezvoltare pentru componentele pe care le scot. Un dezavantaj al acestui mod de introducere a noului, din punctul de vedere al utilizatorului, este că noile microprocesoare necesită investiții noi, substanțiale, pentru programe de dezvoltare noi și emulatoare noi.

Se simte nevoia unui sistem de dezvoltare universal cel puțin pentru punerea la punct a părții de hard. Avînd în vedere că structura oricărui sistem cu microprocesor implică o memorie de program, soluția aleasă este emularea ei, adică a unui EPROM. *Emulare înseamnă înlocuirea componentei cu un bloc ce execută identic funcțiile circuitului*, este pin cu pin compatibil și poate fi controlat direct, independent de schema în care este înglobat.

Lucrarea descrie un astfel de emulator de EPROM, realizat practic, cu o capacitate de $1k \times 8$. Emularea se poate face în timp real pas cu pas sau cu oprire la o adresă stabilită sau calculată (break-point).

1. Principiul de funcționare

În figura 1 sistemul prototip este sistemul care urmează să fie pus la punct. Se observă

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

că el cuprinde elementele clasice unui sistem cu microprocesor: unitatea centrală, structura de bus (date, adrese și control), memoria de program nevolatilă (EPROM), memoria volatilă de lucru (RAM) și circuitele periferice și de interfață.

În procesul de punere la punct a sistemului prototip este necesar să fie definitivat fiecare din elementele enumerate, pe rînd, și apoi trebuie legate în funcționare. Acest proces începe cu depanarea unității centrale, care, fără memorie de program, este practic „moartă”.

Memoria de program trebuie deci să fie prezentată din primele etape ale „construcției”. Desigur majoritatea programelor necesare în această fază nu vor mai fi utile în procesul de exploatare a sistemului, EPROM-ul fiind ars numai cu programele de execuție.

În această fază nu există decît posibilități reduse de monitorizare externă. De aceea s-a ajuns la ideea substituirii parțiale (sau totale) a EPROM-ului cu o memorie modificabilă ușor controlabilă.

Emulatorul de EPROM îndeplinește tocmai această funcție, el putînd simula în timp real și identic din punct de vedere electric un cip de memorie EPROM. Proba care îl leagă de sistemul prototip este pin cu pin compatibilă cu cip-ul pe care îl înlocuiește.

Controlul asupra emulatorului este deținut de un alt sistem de tip microcomputer, ușor interfațabil cu operatorul.

Emulatorul de EPROM ocupă un spațiu în memoria de lucru a minicomputerului și poate fi înscris și citit de acesta, oferă informații asupra desfășurării execuției programului prototipului și controlează temporizarea acestei execuții. Desigur prototipul poate doar citi din această memorie exact ca în sistemul final, memoria EPROM fiind de tip „read only”.

Prin facilitățile soft ale emulatorului, după punerea la punct a părții hard a prototipului se pot pune la punct și programele finale de execuție.

Prin fragmentarea fizică a spațiului de EPROM procesul de punere la punct poate fi cuantizat și abia în final asamblat și verificat global.

Emulatorul este folosit și ulterior în depanarea sistemului prototip tot prin înlocuirea parțială sau totală a memoriei de program.

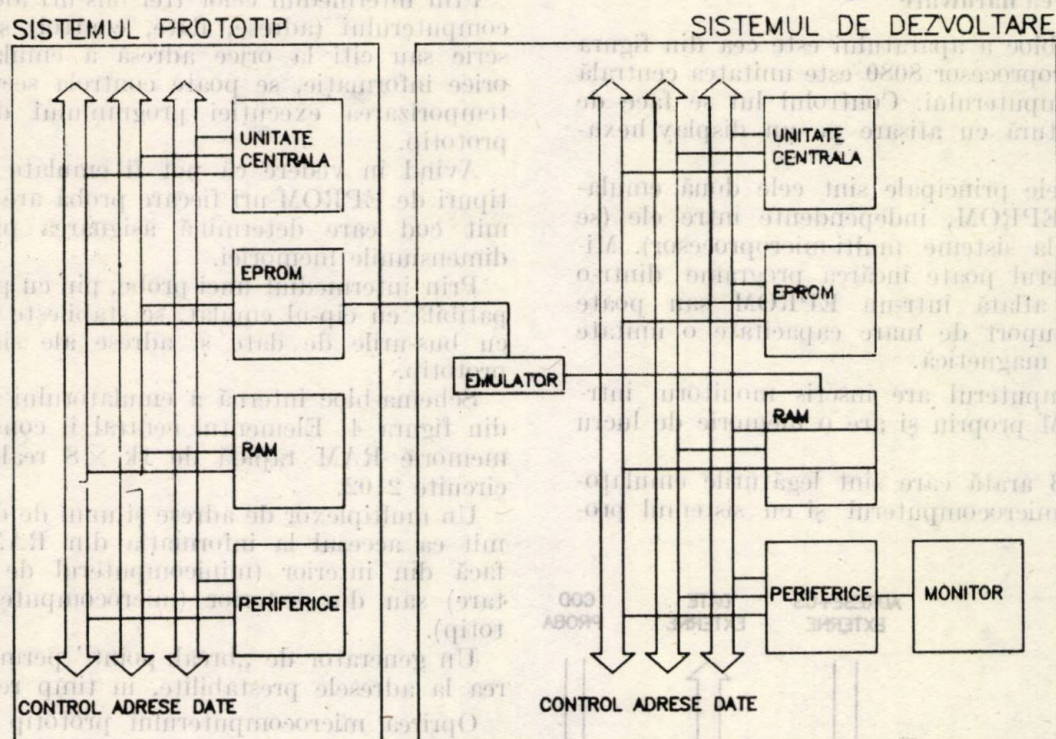


Fig. 1. Schema de principiu a folosirii emulatorului de EPROM.

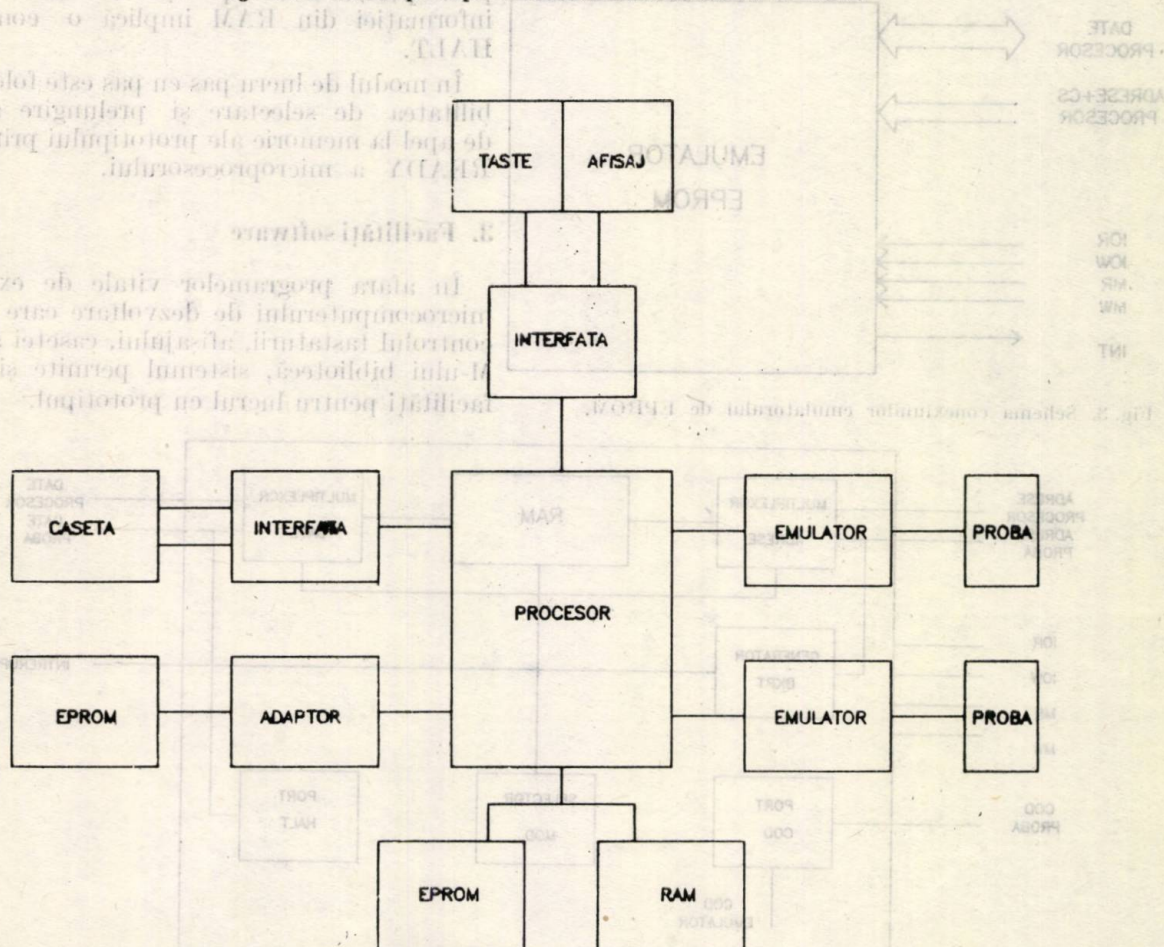


Fig. 2. Schema-bloc a sistemului de dezvoltare cu emulator de EPROM.

2. Realizarea hardware

Schema-bloc a aparatului este cea din figura 2. Un microprocesor 8080 este unitatea centrală a microcomputerului. Controlul lui se face de la o tastatură cu afișare pe un display hexazecimal.

Perifericele principale sînt cele două emulatoare de EPROM, independente între ele (se pot folosi la sisteme multi-microprocesor). Microcomputerul poate încărca programe dintr-o bibliotecă aflată într-un EPROM sau poate folosi ca suport de mare capacitate o unitate de casetă magnetică.

Microcomputerul are înscris monitorul într-un EPROM propriu și are o memorie de lucru proprie.

Figura 3 arată care sînt legăturile emulatorului cu microcomputerul și cu sistemul prototip.

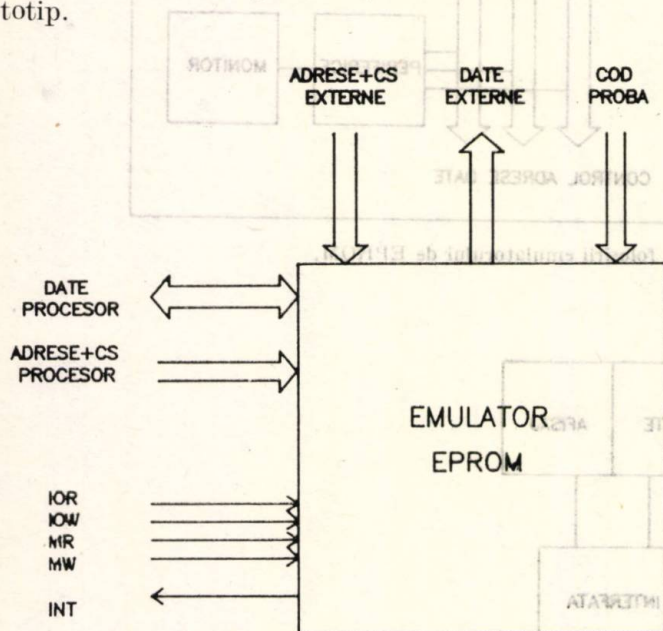


Fig. 3. Schema conexiunilor emulatorului de EPROM.

Prin intermediul celor trei bus-uri ale microcomputerului (adrese, date, control) se poate scrie sau citi la orice adresă a emulatorului, orice informație, se poate controla secvența și temporizarea execuției programului de către prototip.

Avînd în vedere că pot fi emulate diferite tipuri de EPROM-uri fiecare probă are un anumit cod care determină asignarea pinilor și dimensiunile memoriei.

Prin intermediul unei probe, pin cu pin compatibilă cu cip-ul emulat, se stabilește legătura cu bus-urile de date și adrese ale sistemului prototip.

Schema-bloc internă a emulatorului este cea din figura 4. Elementul central îl constituie o memorie RAM rapidă de $1k \times 8$ realizată cu circuite 2102.

Un multiplexor de adrese și unul de date permit ca accesul la informația din RAM să se facă din interior (minicomputerul de dezvoltare) sau din exterior (microcomputerul prototip).

Un generator de „break-point” permite oprirea la adresele prestabilite, în timp real.

Oprirea microcomputerului prototip se face prin forțarea instrucțiunii HALT de către un port special. Orice operație de control intern al informației din RAM implică o comutare în HALT.

În modul de lucru pas cu pas este folosită posibilitatea de selectare și prelungire a ciclului de apel la memorie ale prototipului prin intrarea READY a microprocesorului.

3. Facilități software

În afara programelor vitale de execuție ale microcomputerului de dezvoltare care îi permit controlul tastaturii, afișajului, casetei și EPROM-ului bibliotecă, sistemul permite și anumite facilități pentru lucrul cu prototipul.

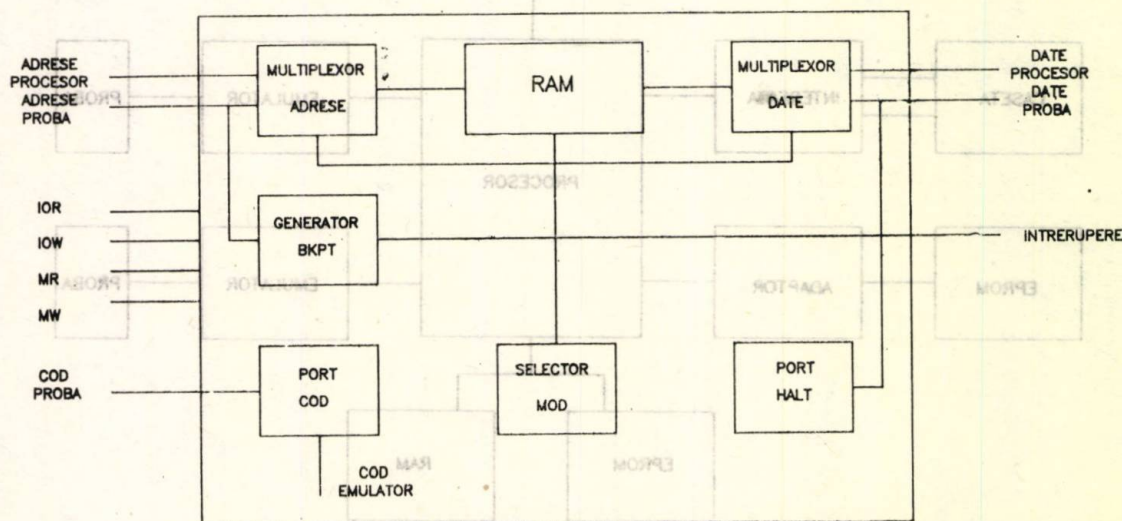


Fig. 4. Schema-bloc a emulatorului de EPROM.

Prin intermediul emulatorului se pot fixa și „break-point”-uri soft, mai complexe decât cele hard, de exemplu intercondiționări în scară sau după funcții logice.

O altă facilitate permite „trasarea” desfășurării programului, adică memorarea secvenței unui număr de pași ai prototipului.

În figura 5 este dat programul ce permite execuția pas cu pas de către minicomputerul prototip cu afișarea adresei și a codului fiecărei instrucțiuni.

```

OUT OFEH      ; emulare activă.
OUT OFDH      ; READY = 1 pasul următor.
NOP           ;
NOP           ; așteptare.
XRA A         ; secvența de citire a bus-urilor.
STA 83EDH
IN OFFH
ANI 07
STA 83EFH
IN OFEH
STA 83 EEH    ; afișază numai pentru CS activ.
OUT OFFH     ; microcomputerul preia controlul me-
                ; moriei.
LHLD 83 EEH   ; pregătește subrutina de afișare a adre-
                ; sei.
MVI A, OCOH
ORA H
MOV H, A
MOV A, M
STA 83 ECH
CALL 01A1    ; subrutina de afișare.
JMP 8        ; redă controlul claviaturii și așteaptă.
                ; RETURN pentru trecerea la pasul
                ; următor.

```

Fig. 5. Program de emulare pas cu pas.

4. Concluzii

Emulatorul descris a fost realizat practic și s-a dovedit o unealtă eficientă în punerea la

punct a sistemelor cu microprocesor, mai ales pentru depanarea părții hard.

Fiind interfatabil cu o structură de bus el poate fi folosit (așa l-am folosit de altfel) cu un microcomputer, dar poate fi conectat și la un minicomputer folosind puterea de calcul și resursele acestuia.

Facilitățile hard și soft permit punerea la punct și depanarea în timp real sau cu facilități mai complexe a oricărui tip de procesor, eliminând astfel efortul financiar și ingineresc pentru asimilarea unui nou sistem de dezvoltare o dată cu trecerea la un tip nou de procesor.

Prin posibilitatea de control a două sau mai multe emulatoare independente punerea la punct și depanarea sistemelor multimicroprocesor sînt rezolvate. Astfel de sisteme sînt cele care sînt din ce în ce mai larg folosite, conceptul de putere de calcul distribuită, implementată, dovedindu-se eficient.

Bibliografie

1. „Optimizing Microprocessor Input/Output Techniques” L. E. Costlow Computer Design, April 1981.
2. The Emulogic ECL-3211” Emulogic 1980.
3. „Digital Signal Computers & Processors” Edited by A. C. Salazar IEEE PRESS 1977.
4. „8080 Microcomputer Systems User's Manual” Intel 1975.
5. „MOS Integrated Circuits” SGS 1980.
6. „Integrated Circuits” Intel 1980.
7. „Microprocessor User's Guide” PRO-LOG Corp. July 1979.
8. „PROM User's Guide” PRO-LOG Corp. January 1979.
9. „Microprocesoare — Arhitectură internă, programare, aplicații” I. Dancea Editura Dacia 1979.
10. „Microprocessor Systems Handbook” D.P. Burton & A.L. Dexter Analog Devices 1977.

CZ 621.318.7 : 621.396.24

FILTRE PROGRAMABILE
TRADUCTOR ELASTO-ELECTRIC

Filtre programabile cu undă elastică de suprafață

GHEORGHE IONIȚĂ*, OVIDIU IANCU** — BUCUREȘTI

Introducere

Dispozitivele cu undă elastică de suprafață își găsesc o largă aplicație în domeniul frecvențelor înalte (10 MHz — 10 GHz). Scopul acestei lucrări este de a prezenta modalitățile de realizare a filtrelor cu posibilități de programare a răspunsului în timp. Filtrele programabile sînt utilizate în transmisia de date pentru generarea și recepționarea semnalelor codificate și în construcția sistemelor radar. În cea mai simplă

formă, un astfel de dispozitiv (fig. 1) este compus dintr-o linie de întârziere cu un traductor de intrare de bandă largă și mai multe traducatoare de ieșire, poziționate funcție de forma semnalului dorit la ieșire. Fiecare traductor de ieșire formează o structură de filtru transversal [1] la care se poate controla înainte de sumare atât faza, cât și amplitudinea semnalului.

Dispozitivele se pot realiza fie în tehnologie hibridă (linia de întârziere pe material piezoelectric, circuitele de comutare pe substrat ceramic și programarea făcută cu circuite integrate), fie într-o formă monolitică pe Si, utilizînd tehnologia planară împreună cu metode de creș-

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

** Institutul politehnic — București.

tere a materialelor piezoelectrice (ZnO, CdS). Elementul principal în toate tipurile de filtre programabile este traductorul elasto-electric. Lucrarea propune o metodă originală de proiectare a traductoarelor interdigitale prin impunerea valorilor de transfer elasto-electric și

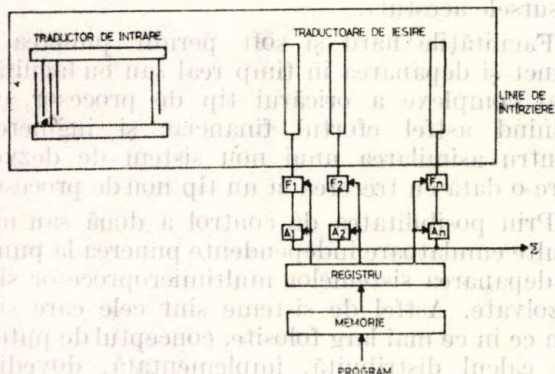


Fig. 1. Schema generală a unui filtru programabil cu undă elastică.

elasto-electric. Se rezolvă proiectarea atât pe substrat piezoelectric, cât și pe Si. Sunt prezentate foarte sumar și detectoare active de undă elastică. În încheiere sunt evidențiate rezultatele experimentale obținute.

Proiectarea traductoarelor interdigitale pentru excitarea și detecția undelor elastice

A. Substrat piezoelectric

Se consideră un traductor interdigital (IDT) format din N secțiuni identice de lungime L (fig. 1). Traductorul poate fi considerat ca un triport: două porți elastice (poarta incidentă 1 și poarta de transmisie 2) și una electrică 3. Utilizând circuitul echivalent propus de Mason [2] se pot calcula funcțiile de transfer între porțile traductorului. Se definește:

$$P_{ij} = P_i / P_{dispj}, \quad (1)$$

unde P_i este puterea transmisă sau reflectată la poarta i când la poarta j este disponibilă, de la un generator adaptat, puterea P_{dispj} .

Utilizând relația (1), punând condiții de adaptare la toate cele trei porți și considerând o excitare elastică la poarta 1 se obțin coeficienții de transfer

$$\begin{aligned} P_{11} &= (1 + Nd/2)^2 |Y|^2 - NdY_t / D(Nd, Y), \\ P_{21} &= |Y|^2 / D(Nd, Y), \\ P_{31} &= 2Y_r / D(Nd, Y), \end{aligned} \quad (2)$$

unde se fac notațiile:

$$D(Nd, Y) = 1 + 2(Y_r - Y_t Nd/2) + |Y|^2(1 + (Nd/2)^2), \quad Y = (Y_L + jC_T) = Y_r + jY_t,$$

$$Y_L = G_L + jB_L,$$

$$G_a = 8G_0 N^2 = 4K^2 \omega_0 C_S N^2 / \pi,$$

$$d = 2\pi(f - f_0)/f_0,$$

f_0 = frecvența de sincronism,

$C_T = NC_S$ = capacitatea totală a traductorului.

În alte lucrări [3, 4] se propune o proiectare pornind de la condiții de bandă maximă. În cazul filtrelor transversale cu ieșiri multiple este mai importantă valoarea transferului între porțile traductorului, problema benzii de trecere fiind necritică.

Această lucrare propune un mod de proiectare nou pornind de la variațiile coeficienților de transfer elasto-electric și elasto-elasto-electric. În acest scop au fost trasate curbele din figurile 2–5 pentru $f = f_0$. Dacă sarcina la poarta electrică 3 este pur reactivă ($Y_L = jB_L$), traductorul are atenuarea elasto-electrică infinită și poate fi reglat ca atenuator sau reflector al undei elastice incidente fără pierderi de conversie energetică. Numărul optim de secțiuni N poate fi

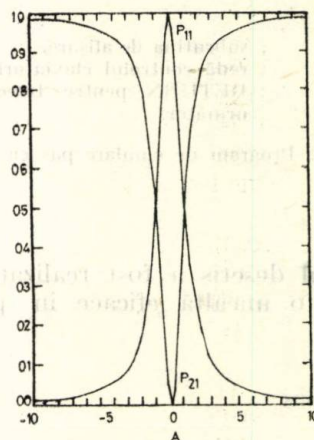


Fig. 2. Coeficienții de transfer (sarcina pur reactivă).

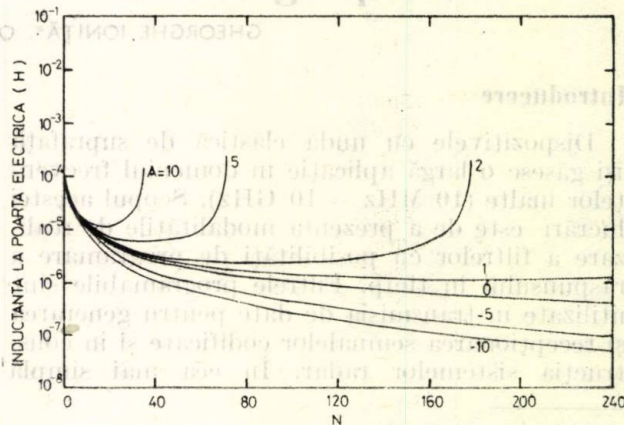


Fig. 3. Variația inductanței cu N pentru sarcina pur reactivă (parametrul A).

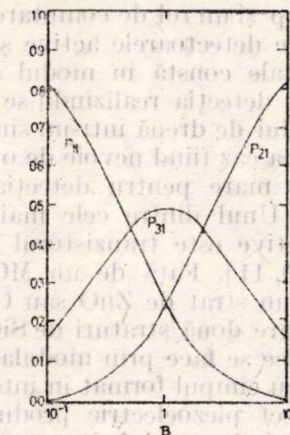
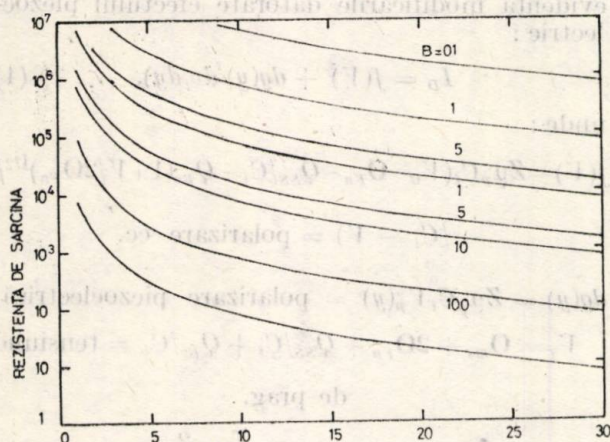


Fig. 4. Coeficienții de transfer (sarcina complexă).

Fig. 5. Variația rezistenței cu N pentru sarcina complexă (parametrul B).

găsit utilizând curbele din figura 3 unde parametrul $a = (B_L + {}_0C_T)/G_a$ este impus, funcție de (fig. 2). Dacă sarcina la poarta electrică 3 este complexă ($Y_L = G_L + jB_L$) și se realizează compensarea capacității totale a traductorului se obțin funcțiile de transfer din figura 4. Numărul optim de secțiuni este trasat pe curbele din figura 5, funcție de parametrul $b = G_L/G_a$ care depinde de raportul dintre conversie, reflexie și transmisie. Proiectarea în cazul unei sarcini pur rezistive ($Y_L = G_L$) este de mai mică importanță practică și de aceea nu a fost introdusă în lucrare. În toate cazurile prezentate acoperirea electrozilor (W) se calculează din condiția de adaptare determinată pentru valorile de transfer impuse. A fost elaborat un program de calcul care cuprinde toate cazurile și care are introduse date atât pentru substrat de quartz (pentru care se prezintă curbele din lucrare), cât și pentru substrat de LiNbO_3 , $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, PZT. Utilizând programul a fost proiectat un filtru, care a fost realizat experimental.

B. Substrat de Si

Pentru realizarea de filtre programabile monolitice apare necesitatea excitării și detectării

undelor elastice de suprafață pe Si, care este un material nepiezoelectric. Excitarea se face folosind un traductor interdigital (IDT) și un strat subțire de material piezoelectric (ZnO , CdS), depuse la suprafața Si. Excitând traductorul se produce o tensiune mecanică în stratul piezoelectric care va genera unde elastice la interfața ZnO-Si . Traductoarele pot fi plasate fie la interfața ZnO-Si , fie pe suprafața stratului de ZnO . În ambele cazuri poate fi depusă o peliculă metalică suplimentară pe suprafața de ZnO și respectiv la interfața ZnO-Si , avînd ca rezultat concentrarea cîmpului de înaltă frecvență în materialul piezoelectric. Sînt posibile patru configurații: (I) metal- ZnO-IDT-Si , (II) ZnO-IDT-Si , (III) IDT-ZnO-metal-Si , (IV) IDT-ZnO-Si . Considerențele de proiectare se modifică față de cazul substratului piezoelectric. Traductoarele pe Si fiind folosite doar la excitarea unei elastice, elementul esențial devine conversia elastic-electric. Folosind modelul propus de Auld și Kino [5, 6] a fost calculată impedența la poarta electrică a traductorului. Se obține un circuit serie R_a, C_T, X_a , unde R_a este rezistența de radiație elastică la sincronism ($f=f_0$), C_T — capacitatea totală a traductorului și X_a — inductanța de radiație elastică. Rezultatele sînt rezumate în relațiile:

$$R_a = \frac{4}{\omega W} \left(\frac{\sin(d/L)}{d/L} \right)^2.$$

$$\frac{E_A + E_p \coth g_m g_0 h}{E_A(E_B + E_p \coth g_0 h) + SE_p(E_p + E_0 \coth g_0 h)} \frac{\Delta V}{V},$$

$$C_T = N\pi W \left(4 \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{\sin(2m+1)d/L}{(2m+1)d/L} \right)^2 \right).$$

$$\frac{E_A + SE_p \coth g_m h}{(2m+1)(E_A(E_B + E_p \coth g_m h) + SE_p(E_p + E_0 \coth g_m h))}.$$

$$\left(\frac{E_A + SE_p \coth g_m h}{(2m+1)(E_A(E_B + E_p \coth g_m h) + SE_p(E_p + E_0 \coth g_m h))} \right)^{-1},$$

$$g_m = (2m+1) \frac{2\pi}{L} \frac{E_p}{E_{33}}, \quad (3)$$

unde pentru configurația (I) $S=0$ și $E_B = E_p''$, pentru configurația (II) $S=1$, $E_A = E_0$ și $E_B = E_p''$, pentru configurația (III) $S=0$, $E_B = E_0$ și pentru configurația (IV) $S=1$, $E_A = E_p''$ și $E_B = E_0$ și unde indicele ($'$) se referă la stratul de ZnO , iar indicele ($''$), la cel de Si. Variația vitezei $\Delta V/V$ este o măsură a indicelui de cuplaj piezoelectric K^2 . Variația lui $\Delta V/V$ funcție de grosimea h a stratului de ZnO a fost măsurată de Kino și Wagers [7], iar pentru

CdS de Dekkers [8]. Trebuie remarcat că și viteza de propagare V a unei elastice depinde de grosimea stratului piezoelectric (h). Utilizând aceste date, au fost trasate, pentru condiții de adaptare, curbe care permit determinarea acoperirii W a electrozilor funcție de produsul kh (k fiind numărul de undă corespunzător lungimii L) și de valoarea rezistenței pentru care dorim adaptarea (fig. 6 și 7). Forma curbelor

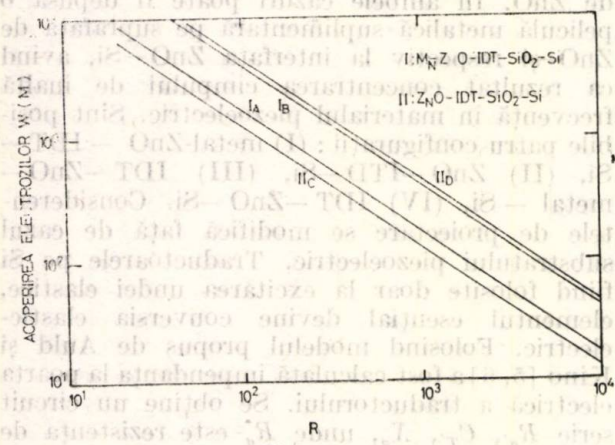


Fig. 6. Variația acoperirii electrozilor cu rezistența de sarcină.

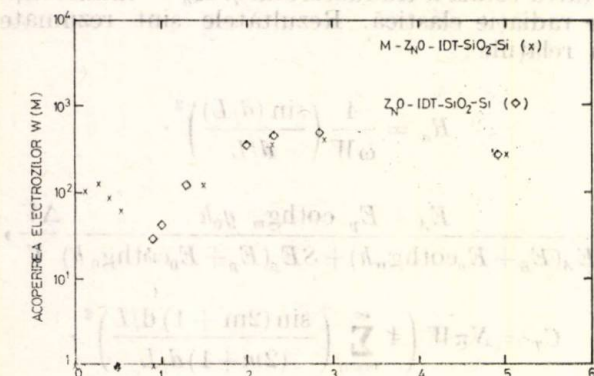


Fig. 7. Variația acoperirii electrozilor cu produsul KH .

din figura 7 poate fi explicată rezolvind ecuația Poisson și punind în evidență contribuția adusă de fiecare termen al matricei piezoelectrice pentru diferite valori ale lui h . Se remarcă utilitatea structurii de tipul (1) care asigură un cuplaj foarte bun și o acoperire W mică (compatibilă cu dimensiunile obișnuite ale circuitelor integrate) pentru straturi subțiri de material piezoelectric. Există dezavantajul unei capacități totale mai mari și a unei benzi de trecere mai scăzute. Proiectarea numărului de secțiuni pentru transductor, se face din acest motiv din condiții de bandă maximă.

Dispozitive active pentru detecția undelor elastice

Pentru detecția undelor elastice, la structurile monolitice traductoarele interdigitale sînt înlocuite de dispozitive active care îndeplinesc

îr același timp și un rol de comutare. Principala diferență între detectoarele active și traductoarele interdigitale constă în modul de detecție, în primul caz detecția realizîndu-se prin modularea curentului de drenă într-un singur tranzistor, în al doilea caz fiind nevoie de o structură cu o arie foarte mare pentru detecția prin efect piezoelectric. Unul dintre cele mai interesante detectoare active este tranzistorul MOS piezoelectric [9, 10, 11]. Față de un MOS obișnuit, se introduce un strat de ZnO sau CdS în structura porții între două straturi de SiO_2 . Detecția undelor elastice se face prin modularea curentului de drenă cu cîmpul format în interiorul canalului prin efect piezoelectric produs în stratul de ZnO. Folosind modelul de tranzistor propus de Muller și Greeneich [12] în lucrare au fost trasate caracteristicile $I_D = f(V_D)$, punîndu-se în evidență modificările datorate efectului piezoelectric:

$$I_D = f(V) + dg(y) dv/dy, \quad (4)$$

unde:

$$f(V) = Z\mu_p C_i (V_G - \Phi_{Fn} - Q_{SS}/C_i - Q_{Bo}(1 + V/2\Phi_{Fn})^{1/2} /$$

$$|C_i - V) = \text{polarizare cc.}$$

$$dg(y) = Z\mu_p C_i V_p(y) = \text{polarizare piezoelectrică,}$$

$$V_T = \Phi_{ms} + 2\Phi_{Fn} + Q_{SS}/C_i + Q_{Bo}/C_i = \text{tensiune de prag,}$$

$$V_{p(y)} = \int_x E_p(x, y) dx = -\frac{E_{31}}{E_{33}} \frac{2}{\lambda_0} h A \exp(iky),$$

$E_p(x, y)$ este cîmpul creat în interiorul canalului prin efect piezoelectric.

A — amplitudinea unei elastice.

Direcția y este direcția de curgere a curentului iar direcția x este perpendiculară pe structură. Caracteristicile obținute prin integrarea numerică a ecuației (4) sînt prezentate punctat în figura 8. Cu linie continuă sînt trasate carac-

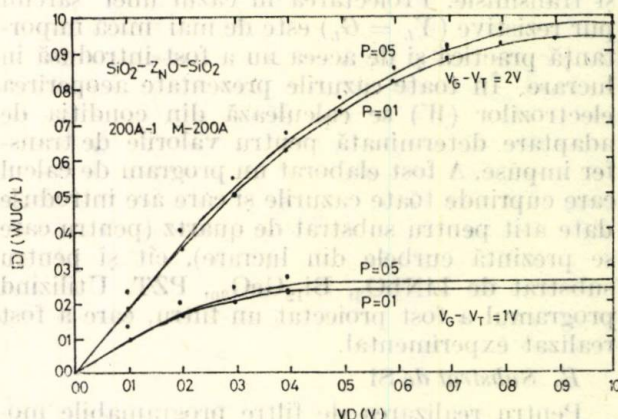


Fig. 8. Caracteristica tranzistorului piezoelectric.

teristicile în aproximația de polarizare piezoelectrică constantă care este valabilă în următoarele condiții: (I) lungimea de undă λ_0 mult mai mare decât lungimea canalului l ; (II) lungimea de undă λ_0 mult mai mare decât grosimea h a stratului piezoelectric depus pe poartă. Structura porții tranzistorului este: $200 \text{ \AA SiO}_2 - 1 \mu\text{m ZnO} - 200 \text{ \AA SiO}_2$. Substratul este impurificat $N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Efectul piezoelectric este considerabil în zona tensiunilor de drenă mici, atenuându-se odată cu intrarea în saturație puternică a tranzistorului.

Rezultate experimentale

A fost realizat un filtru programabil într-o tehnologie hibridă: linia de întârziere pe quartz ST , pe o frecvență centrală de 78 MHz având patru ieșiri, iar circuitele de comutare pe substrat ceramic utilizând diode PIN. Programarea a fost făcută cu circuite TTL. Proiectarea a fost făcută utilizând programul prezentat în paragraful 2. Au rezultat următoarele date: numărul de secțiuni traductor de intrare $N_i = 30$; numărul de secțiuni traductor de ieșire $N_o = 5$; lungimea unei secțiuni $L = 40 \mu\text{m}$ atât pentru tra-

ductorul de intrare, cât și pentru traductoarele de ieșire; acoperirea electrozilor $W = 310 \mu\text{m}$. Adaptarea este făcută pentru o sarcină de 150 K cu compensarea capacității totale a traductoarelor. Măsurătorile efectuate pe structură au pus în evidență o capacitate $C_T = 8 \text{ pF}$ pentru traductoarele interdigitale și o atenuare foarte mare a semnalului obținut la ieșirile liniei de întârziere. Rezultatul este explicabil prin coeficientul de cuplaj foarte slab al quartzului.

Banda de trecere a traductoarelor este de 10.3 MHz.

Bibliografie

- [1] Smith, W. R., Gerard, H. M. In: IEEE Trans. MTT 17, 858, 1969.
- [2] Squire, W. IEEE Trans. MTT. 17, 1020, 1969.
- [3] Smith, W. R., Gerard, H. M. IEEE Trans. MTT 17, 964, 1969.
- [4] Engan, H. IEEE Trans. ED. 16, 1014, 1969.
- [5] Auld, B., Kino, G. IEEE Trans. ED. 18, 899, 1971.
- [6] Kino, G., Reeder, T. IEEE Trans. ED 18, 909, 1971.
- [7] Kino, G., Wagerws, S. J. Appl. Phys., 44, 1480, 1973.
- [8] Dekkers, M. IEEE Trans. 23, 765, 1975.
- [9] Muller, R., Conragan, S. Appl. Phys. Lett. 6, 83, 1965.
- [10] Muller, R., Conragan, S. IEEE Trans. ED 12, 590, 1965.
- [11] Greeneich, E., Müller, R. Appl. Phys. Lett. 20, 156, 1972.
- [12] Greeneich, E., Müller, R. J. Appl. Phys. 46, 463, 1975.



plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E. 85, Tudor Vladimirescu, nr. 43-45 București, cont curent nr. 3017.702.01 BNR. Linia sector 5 Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții ca și pentru particulari este de 120 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tipărit: Intreprinderea poligrafică "ROMANIA". București, str. Brezovici nr. 23-25, C. 238.

Revista ELECTRONICA, AUTOMATICA (E.E.A.) organ al Ministerului Industriei de Mășini-Uscle Electrotehnica și Electronica, aparține în cadrul Oficiului de Informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 123 telefon 50-40-90, int. 175 și 1802.

Cu privire la abonamente care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTRONICA, AUTOMATICA și AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii ILEKIM — departamentul export-import pești — București — Calea Ghidului nr. 62-66 P.O.B. — 2001 — Telefon 81.128

dispozitiv de intrare, cu și pentru funcționarea de testare; dispozitiv electronic II — 310 g/m. Adaptarea este făcută pentru o sarcină de 150 K. Cu compensarea capacității totale a circuitelor, măsurătorile efectuate pe structuri au putut fi efectuate o capacitate $C_p = 20$ pF pentru puterea de sarcină a capacității $C_p = 20$ pF pentru funcționarea intermedie și o sarcină foarte mare a sarcinilor optime în regimul limit de funcționare. Rezultatul este exprimat prin coeficientul de cuplaj foarte slab al dispozitivului.

În urma de trecere a transformator este de

100 V, 100 A.

Bibliografie

- [1] Zinke, H. W. Power W. A. in: IEEE Trans. MTT-12, 872, 1964.
- [2] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 17, 1030, 1969.
- [3] Zinke, H. W. German W. A. IEEE Trans. MTT, 17, 384, 1969.
- [4] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 18, 1011, 1970.
- [5] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 18, 808, 1971.
- [6] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 19, 900, 1972.
- [7] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 19, 900, 1972.
- [8] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 19, 900, 1972.
- [9] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 19, 900, 1972.
- [10] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 19, 900, 1972.
- [11] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 19, 900, 1972.
- [12] Zinke, H. IEEE Trans. MTT, 19, 900, 1972.

testele în aproximativ de polimerizare biocel
lectică constantă care este variabilă în urma
toare condiții: (1) lungimea de undă λ mm
mai mare decât lungimea de undă λ mm
gimă de undă λ mm mai mare decât grosi-
mea λ a straturilor piezoelectrice după pe pozia-
Structura porții transistormale este: 200 Å/250 Å
— 100 Å/200 Å. Substratul este impu-
ritat $Zn = 10^{16}$ cm $^{-3}$. Material piezoelectrice
este considerat în zona tensiunilor de lucru
mai mică decât se obține cu intrarea în sarcină
puterice a transistormale.

Rezultate experimentale

A fost realizat un filtru programabil într-o
tehnologie hibridă: linie de intrare pe quartz
SA pe o frecvență centrală de 75 MHz având
patru ieșiri, în care toate de comutare pe sub-
strat ceramic utilizând diode PIN. Programarea
a fost făcută cu circuite TTL. Programarea a fost
făcută utilizând programul prezentat în figura
Figura 2. A fost realizat următoarele date: numărul
de secțiuni transistormale de intrare $Z_p = 30$; numărul
de secțiuni transistormale de ieșire $Z_p = 5$; lungi-
mea unei secțiuni $\lambda = 10$ mm pentru intrare

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Mașini-Unelte, Electrotehnică și Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695,

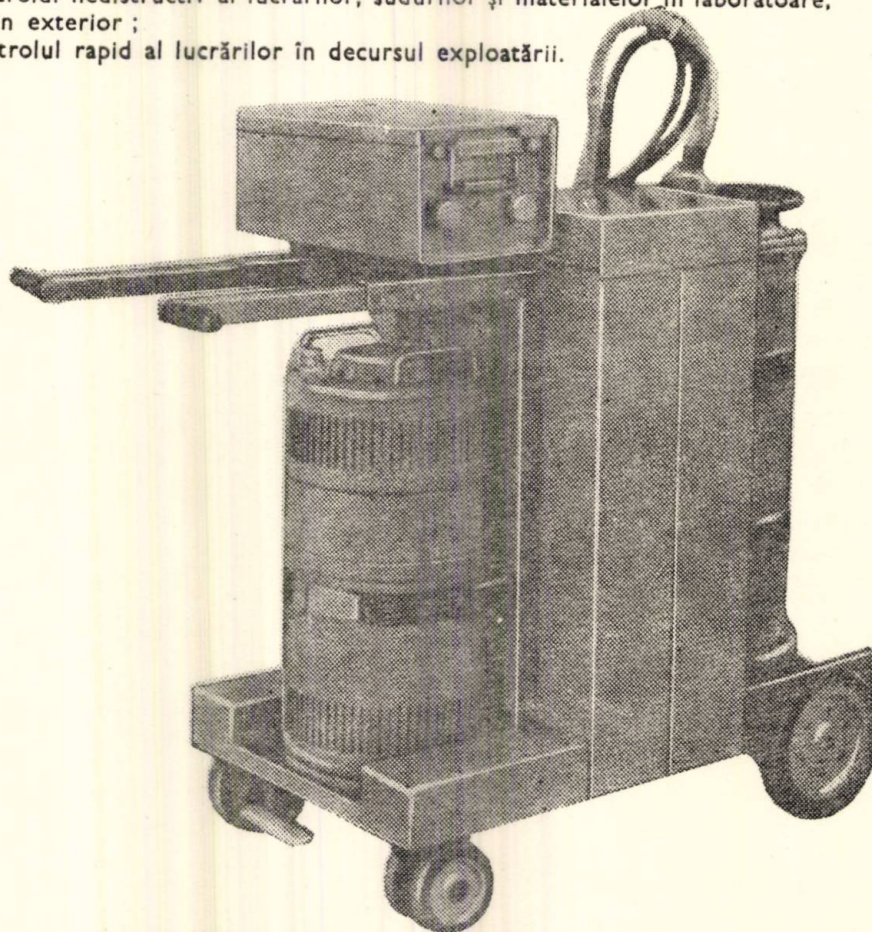
plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții ca și pentru particulari este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 2258.

Aparat cu raze X transportabil RAP-150-7

Sînt garantate radiograme de mare contrast și densitate optimă.

RAP-150-7 asigură:

- controlul nedistructiv al lucrărilor, sudurilor și materialelor în laboratoare, ateliere și în exterior;
- controlul rapid al lucrărilor în decursul exploatării.



Emitorii de raze X de două tipuri permit executarea lucrărilor la fel de bine în regim de urgență, dirijat de fascicule de raze X sub un

unghi solid de 40° , cît și în regim de iradiere panoramică sub un unghi de emergență de $350^\circ \times 50^\circ$.

Caracteristici tehnice principale:

Tensiunea nominală la bornele
tubului de raze X, reglabilă în continuu, kV
20 la 50

Curentul anodic nominal, mA :
sub 150 kV 7
sub 100 kV 10

Dimensiunile petei focale, mm :
iradiație dirijată $1,5 \times 1,5$
iradiație panoramică $1,9 \times 4,5$.

Exportator :



32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244-32-85
Telex : 411328 TSE SU

PUBLICOM

1982

1982 DEC 9

E 2040

REFERALVA

Electrotehnica
Vilho

R

Electrotehnica Electronica Automatica

33

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • NR. 3 • SEPTEMBRIE 1982

Aparat cu raze X transportabil RAP-150-7

Sînt garantate radiograme de mare contrast și densitate optimă.

RAP-150-7 asigură:

- controlul nedistructiv al lucrărilor, sudurilor și materialelor în laboratoare, ateliere și în exterior;
- controlul rapid al lucrărilor în decursul exploatării.



Emitorii de raze X de două tipuri permit executarea lucrărilor la fel de bine în regim de urgență, dirijat de fascicule de raze X sub un

unghi solid de 40°, cît și în regim de iradiere panoramică sub un unghi de urgență de 350° × 50°.

Caracteristici tehnice principale:

Tensiunea nominală la bornele
tubului de raze X, reglabilă în continuu, kV
20 la 50

Curentul anodic nominal, mA :

sub 150 kV 7
sub 100 kV 10

Dimensiunile petei focale, mm :

iradiație dirijată 1,5 × 1,5
iradiație panoramică 1,9 × 4,5.

Exportator :



Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244-32-85
Telex : 411328 TSE SU

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 3 septembrie 1982

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.373.3

OSCILATOR CONTROLAT ÎN
TENSIUNE
MODELARE PE MONOCIP

Negoiaș, M.: Oscilator de înaltă performanță controlat în
tensiune. Modelare pe MONOCIP.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 87

Lucrarea prezintă schema unui convertor tensiune-frecvență de înaltă precizie sincronizat, realizată integral cu componente electronice românești. Totodată, se face modelarea acestui sistem pe tehnologie MONOCIP.

CZ 621.793

DEFECTE STRUCTURALE
SEMICONDUCTOARE
STRATURI DIELECTRICE

Păunescu, A.: Investigarea defectelor structurale ale straturilor dielectrice și semiconductoare.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 90

Este prezentată o metodă cu care se determină cu o mare acuratețe calitatea straturilor semiconductoare și dielectrice, precum și modul în care s-a ajuns la definitivarea practică a acestor metode. Cu ajutorul lor s-au determinat etapele proceselor tehnologice de fabricație a circuitelor integrate, susceptibile de a introduce defecte în straturile semiconductoare și dielectrice, fapt care a condus la determinarea parametrilor optimi de depunere a oxidului pirolitic.

CZ 621.3.012.8

CIRCUITE INTEGRATE
ANALOGIE
AJUSTARE CIP

Marinescu, R. ș.a.: Metodă pentru ajustarea valorii raportului a două rezistențe aflate în componența unui circuit integrat monolitic.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 94

Lucrarea prezintă principiul unei metode de ajustare a raportului a două rezistențe și modalitatea concretă în care această metodă se regăsește aplicată în circuitul integrat LM 3911 realizat de firma National Semiconductor.

CZ 621.318.73

FILTRE ACTIVE DE ORDINUL II
COMPONENTE ELECTRONICE

Manolescu, Anca-Manuela ș.a.: Aparat pentru caracterizarea filtrelor active de ordinul II.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 98

Se descrie realizarea unui aparat pentru caracterizarea filtrelor active de ordinul II (FTJ, FTB, FTS) din punct de vedere al frecvenței de fringere și al factorului de calitate. S-a folosit o metodă originală de măsură a frecvenței de fringere utilizând proprietățile de defazare ale acestora.

CZ 535.7

CONDUCTANȚA MUTUALĂ
SURSĂ PROGRAMATĂ
MĂSURARE AUTOMATĂ

Popescu, Viorel, Popescu, Ovidiu, Popescu, Viorela: Măsurarea în ciclu automat a conductanței mutuale la tranzistoarele MOS.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 101

Lucrarea prezintă principiul de măsură a conductanței mutuale a tranzistoarelor MOS. Sînt, de asemenea, discutate problemele specifice ce apar la măsurarea în ciclu automat a conductanței mutuale.

CZ 621.39

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
BLOC LOGIC
AUTOMATE DE SORTARE

Popescu, O. ș.a.: Bloc logic pentru automatele de sortare finală a dispozitivelor semiconductoare.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 105

Lucrarea propune un „bloc logic”, conceput pentru a fi utilizat la partea de comandă și control a oricărui sortator automat pentru dispozitive semiconductoare.

CZ 621.385

TEHNOLOGIE MESA
DIODE IMPATT

Marin, N., Dascălu, D.: 1 W putere generată la 9 500 MHz de o structură unică p^+np^+ cu siliciu.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep. 1982, p. 110

În lucrare este expusă tehnologia de fabricație (mesa cu radiator integral de Ag) a diodelor Impatt de medie putere. Această variantă originală de tehnologie a permis fabricarea reproductibilă a unor diode Impatt (minimum 0,5 W în undă continuă în banda 8—12 GHz cu eficiența de 6—7%). Puterea maximă obținută a fost de 1 W la 9,5 GHz.

CZ 621.39

DIAC
TENSIUNE DE SALT

Dragomir, P.C., Udrea-Spenea, N.M.: Influența timpului de viață al purtătorilor minoritari asupra caracteristicii curent-tensiune a diacului.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 115

În articol se prezintă rezultatele studiului teoretic asupra influenței timpului de viață al purtătorilor minoritari asupra caracteristicii curent-tensiune a diacului. Se remarcă efectul pregnant al valorii timpului de viață asupra tensiunii de salt a diacului.

NOTĂ

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CROCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.373.3

ОСЦИЛЛЯТОР, КОНТРОЛИРУЕМЫЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ МОДЕЛИРОВАНИЕ НА МОНОЧИП

Негоица, М.: Осциллятор с высокими техническими характеристиками, контролируемый по напряжению. Моделирование на МОНОЧИП.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 3, сентябрь 1982, стр. 87

В работе представлена схема синхронного преобразователя напряжения частоты высокой точности, изготовленного полностью из румынских электронных компонентов. Одновременно проводится моделирование этой системы на технологии МОНОЧИП.

УДК 621.793

СТРУКТУРНЫЕ ДЕФЕКТЫ ПОЛУПРОВОДНИКИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СЛОИ

Пэунеску, А.: Исследование структурных дефектов полупроводниковых и диэлектрических слоев.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 3, сентябрь 1982, стр. 90

Представлен метод, с большой точностью определяющий качество полупроводниковых и диэлектрических слоев, а также способ достижения практического завершения этих методов. С их помощью были определены этапы технологических процессов производства интегральных твердых схем, способных внести дефекты в полупроводниковые и диэлектрические слои, что повело к установлению оптимальных параметров нанесения пиролитической окиси.

УДК 621.3.012.8

ИНТЕГРАЛЬНАЯ ТВЕРДАЯ СХЕМА АНАЛОГИЯ ЮСТИРОВКА ЧИП

Маринеску, П. и др.: Метод юстировки величины отношения двух сопротивлений, входящих в состав монолитной интегральной схемы.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 3, сентябрь 1982, стр. 94

В работе представлен принцип метода юстировки отношения двух сопротивлений и конкретный способ его применения в интегральной схеме LM 3911, осуществленной формой «Нэшнэл Семикондуктор».

УДК 621.318.73

АКТИВНЫЕ ФИЛТРЫ ПОРЯДКА II ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

Манолеску, Анка-Мануэла и др.: Прибор для характеристики активных фильтров порядка II.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 3, сентябрь 1982, стр. 98

Описывается осуществления прибора для характеристики активных фильтров порядка II (FTJ, FTV, FTS) с точки зрения предельной частоты и коэффициента качества. Был использован оригинальный способ измерения предельной частоты при использовании способности её смещения.

УДК 535.7

ВЗАИМНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ ПРОГРАММИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК АВТОМАТИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ

Попеску, Виорел, Попеску, Овидиу, Попеску, Виорика: Измерение в автоматическом цикле взаимной проводимости в транзисторах МОП.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 3, сентябрь 1982, стр. 101

В работе представлен принцип измерения взаимной проводимости транзисторов МОП. Одновременно рассматриваются специальные проблемы, возникающие при измерении в автоматическом цикле взаимной проводимости.

УДК 621.39

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ ЛОГИЧЕСКИЙ БЛОК СОРТИРОВОЧНЫЕ АВТОМАТЫ

Попеску, О. и др.: Логический блок для автоматов конечной сортировки полупроводниковых приборов.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 3, сентябрь 1982, стр. 105

В работе предлагается «логический блок», созданный для употребления в части «управление и контроль» любого сортировочного автомата для полупроводниковых приборов.

УДК 621.385

ТЕХНОЛОГИЯ МЕСА ДИОДЫ ИМПАТТ

Марин, Н., Даскэлу, Д.: 1 Вт генерируемой мощности на 9500 МГц единой кремниевой структурой.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 3, сентябрь 1982, стр. 110

В работе представлена технология производства (МЕСА с интегральным излучателем Ag) диодов ИМПАТТ средней мощности. Этот оригинальный технологический вариант позволил воспроизводительное производство некоторых диодов ИМПАТТ (минимально 0,5 Вт на постоянной волне в диапазоне 8—12 ГГц с эффективностью в 6—7%). Максимально полученная мощность 1 Вт при 9,5 ГГц.

УДК 621.39

ДУАК НАПРЯЖЕНИЕ СКАЧКА

Драгомир, Р. С., Удря-Спеня, Н.М.: Влияние длины жизни неосновных носителей на характеристики тока-напряжения ДИАК.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, № 3, сентябрь 1982, стр. 115

В статье представлены результаты теоретического исследования в связи с влиянием длины жизни неосновных носителей на характеристики тока-напряжения ДИАК. Отмечается значительный эффект длины жизни на напряжение скачка.

INHALT

DK 621.373.3

SPANNUNGSKONTROLLIER- TER OSZILLATOR MODELLIERUNG AUF MONOCIP

Negoia, M.: Spannungskontrollierter Hochleistungsoszillator. Modellierung auf MONOCIP.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 87

Der Aufsatz stellt die Schaltung eines synchronisierten Hochpräzisions-Frequenzumsetzer dar die ganz mit rumänischen elektronischen Bauelementen hergestellt wird. Gleichzeitig wird die Modellierung dieses Systems auf MONOCIP — Technologie durchgeführt.

DK 621.793

STRUCTURSTÖRSTELLE HALBLEITER DIELEKTRISCHE SCHICHT

Păunescu, A.: Untersuchung der Strukturstörungen von halbleitenden und dielektrischen Schichten.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 90

Es wird eine Methode unterbreitet, mit welcher mit einer grossen Präzision die Qualität der halbleitenden und dielektrischen Schichten und die praktische Bestimmungsort dieser Methoden ermittelt wird. Mit Hilfe dieser Methoden, werden die Etappen der Fertigungsprozesse der Herstellung von integrierten Schaltungen ermittelt, die fähig sind die Störstellen in die halbleitenden und dielektrischen Schichten einzuschliessen. Dieses führte zur Ermittlung der optischen Fällungsparmeter des pyrolitischen Oxydes.

DK 621.3.012.8

INTEGRIERTE SCHALTUNG
ANALOGIE
ABSTIMMUNG CIP

Marinescu, R. u.a.: **Methode zur Abstimmung des Verhältnisses zweier Widerstände die sich in einer monolithischen integrierten Schaltung befinden.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 94

Der Aufsatz stellt das Prinzip einer Abstimmungsmethode des Verhältnisses zweier Widerstände dar, und die konkrete Modalität in der diese Methode in der von Firma National Semiconductor hergestellten integrierten Schaltung LM 3911 angewendet wird.

DK 621.318.73

ACTIVER FILTER DER
ORDNUNG II
ELEKTRONISCHE BAUELE-
MENTE

Manolescu, Anca Manuela u.a.: **Gerät für die Charakterisierung der aktiven Filter der Ordnung II.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 98

Es wird die Herstellung eines Gerätes für die Charakterisierung der aktiven Filter der Ordnung II (FTJ, FTB, FTS) vom Standpunkt der Grenzfrequenz und des Gütefaktors beschrieben. Es wird eine originelle Messurmethode der Grenzfrequenz und zwar die welche Phasenverschiebungseigenschaften der Grenzfrequenz benutzt.

DK 535.7

GEGENSEITIGE LEITFÄHIGKEIT
PROGRAMMIERTE QUELLE
AUTOMATISIERTE MESSUNG

Popescu, V. u.a.: **Messung in automatisiertem Zyklus der gegenseitigen Leitfähigkeit bei MOS Transistoren.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 101

Der Aufsatz stellt das Messprinzip der Leitfähigkeit der gegenseitigen MOS Transistoren dar. Die spezifischen Fragen die bei der Messung in automatisierten Zyklus der gegenseitigen Leitfähigkeit werden auch erörtert.

DK 621.39

HALBLEITERBAUELEMENTE
LOGISCHER BLOCK
SORTIERUNGSAUTOMATE

Popescu, O. u.a.: **Logischer Blok für die Endsortierungsautomate der Halbleiterbauelemente.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 105

Die Arbeit schätzt einer logischen Block für den Steuer und Kontrolle aller Sortierungsautomate für Halbleiterbauelemente vor.

DK 621.385

MESA-TECHNOLOGIE
IMPATT-DIODE

Marin, N., Dascălu, D.: **1 W-Leistung von einer einzelnen Siliziumstruktur p^+np^+ , geniert bei 9 500 MHz.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 110

Es wird eine Herstellungstechnologie (MESA mit integriertem Ag-Strahler) der IMPATT-Mittelleistungsdioden unterbreitet. Diese originelle technologische Variante erlaubt die reproduzierbare Herstellung der IMPATT-Dioden (minimum 0,5 W in Kontinuierlicher Welle im 8–12 GHz-Band mit einer 6–7% Leistungsfähigkeit). Die maximale Leistung 1 W bei 9,5 GHz.

DK 621.39

SPRUNGSPANUNG
DIAKS

Dragomir, P.C. u.a.: **Einfluss der Lebensdauer der Minoritätsladungsträger auf Strom-Spannungscharakteristik des Diaks**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 115

Der Aufsatz stellt die Ergebnisse des theoretischen Studiums der Lebensdauer der Minoritätsladungsträger auf Strom-Spannungscharakteristik des Diaks dar. Man bemerkt den Haupteffekt des Lebensdauerwertes auf der Sprungspannung des Diaks.

CONTENT

DC 621.373.3

CONTROLLED OSCILLATOR
UNDER VOLTAGE
MONOCIP MODELLING

Negoia, M.: **High performance oscillator controlled in voltage. MONOCIP modelling.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 87

The paper shows the scheme of a high precision synchronised frequency-voltage converter, entirely achieved by Romanian electronic components. At the same time, this system is modelled on a MONOCIP technology.

DC 621.793

STRUCTURAL FAILURES
SOLID STATE
DIELECTRIC LAYERS

Păunescu, A.: **Investigation of structural failures of solid state and dielectric layers.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 90

The paper presents a method for the determination, with a high precision, of solid state and dielectric layers and of the way they reached the practical establishment of these methods.

By these, the phases of integrated circuits production were determined, especially those that are capable to introduce failures in the solid state and dielectric layers which led to the determination of most favourable deposition parameters in the pyrolytic Oxide.

DC 621.3.012.8

INTEGRATED CIRCUITS
ANALOGY
CIP ADJUSTMENT

Marinescu, R.: **Method for the value graduation in two resistances incorporated in a monolithic integrated circuit.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 94

The paper presents an adjustment method for the ratio of two resistances and the concrete way the method is applied in the integrated circuit LM 3911 manufactured by the national state firm.

DC 621.318.73

ACTIVE FILTERS OF THE
SECOND RANGE
ELECTRONIC COMPONENTS

Manolescu, Anca Manuela: **Device for active second range filters characterization.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep. 1982, p. 98

A device achievement is described for active second range filters (FTJ, FTB, FTS) depending on the bending frequency and on the quality factor. An original measuring method was used for the bending frequency by means of their phase changing properties.

DC 535.7

MUTUAL CONDUCTANCE
PROGRAMMED SUPPLY
AUTOMATE MEASURING

Popescu, V., Popescu, O., Popescu, V.: **Mutual conductance measuring in an automate cycle in the MOS transistors.**

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 101

The paper shows a principle for the mutual conductance measuring in the MOS transistors. The specific problems are discussed as depending on the mutual conductance measurement on an automat cycle.

DC 621.39
SOLID STATE DEVICES
LOGICAL BLOCK
SORTING DEVICES

Popescu, O. : Logical block for final sorting in the solid state devices.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 115

The paper introduces a „logical block” to be used in the command and control branch of every automate sorter for solid state devices.

CD 621.385
MESA TECHNOLOGY
IMPATT DIODE

Marin, N., Dascălu, D. : 1 W general power for 9 500 MHz with a unique structure p^+np^+ with silicon.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 110

A manufacturing technology is shown (MESA) with an integral Ag radiator for the Impatt diodes with a medium power.

This original technological possibility allowed the reproducible manufacturing of some Impatt diodes (0,5 W at least in a continuous wave, in the 8–12 GHz band with an efficiency of 6–7%).

The maximum power was 1 W for 9,5 GHz.

DC 621.39
DIAC
JUMP-OFF VOLTAGE

Dragomir, P.C., Udrea-Spenea, N.M. : The influence of minority carriers lifetime on the diac current-voltage characteristic.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 115

The paper displays the results of the theoretical study on the minority carriers lifetime on the diac current voltage characteristic.

It is stressed the effect of the lifetime value on the diac jump-off voltage.

SOMMAIRE

CD 621.373.3

OSCILLATEUR A TENSION CONTROLÉE
SIMULATION SUR MONOCIP

Negoia, M. : Oscillateur à hautes performances et à tension contrôlée. Simulation sur MONOCIP.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 87

L'ouvrage présente le schéma d'un convertisseur tension-fréquence synchronisé ayant une précision supérieure, ce schéma étant complètement réalisé à l'aide de composants électroniques produits en Roumanie. En même temps on réalise la simulation de ce système sur une technique MONOCIP.

CD 621.793

DÉFAUT DE STRUCTURE SEMI-CONDUCTEURS
COUCHES DIELECTRIQUES

Păunescu, A. : L'investigation des défauts de structure de couches semi-conductrices et diélectriques.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 90

On présente une méthode qui rend possible la détermination avec beaucoup de précision de la qualité des couches semiconductrices et diélectriques, fait qui conduit à déterminer l'optimum de paramètres de déposition de l'oxyde pyro-électrique.

CD 621.3.012.8

CIRCUITS INTEGRES
ANALOGIE
AJUSTEMENT CIP

Marinescu, R. e.a. : Méthod pour l'ajustement de la valeur du rapport de deux résistances qui forment un circuit intégré monolithique.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 94

L'ouvrage présente le principe d'une méthode à ajustement du rapport de deux résistances et la modalité concrète d'appliquer cette méthode au circuit intégré LM 3911 réalisé par le firme National Semiconductor.

CD 621.318.73

FILTRES ACTIVES DU II-EME ORDRE
COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Manolescu, Anca Manuela e.a. : Appareil pour la caractérisation des filtres actifs du deuxième ordre.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 98

On présente la description et la réalisation d'un appareil pour la caractérisation des filtres actifs du deuxième ordre (FTJ, FTE, FTS), du point de vue de la fréquence de coupure et du facteur de qualité. On a réalisé une méthode originale de mesure de la fréquence de coupure employant les propriétés de déphasage.

CD 535.7

CONDUCTANCE MUTUELLE
SOURCE PROGRAMÉE
MESURE AUTOMATIQUE

Popescu, V., Popescu, Ovidiu, Popescu, Viorica : La mesure automatique de la conductance mutuelle des transistors MOS.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 101

L'ouvrage présente le principe de mesure de la conductance mutuelle des transistors MOS. On discute aussi les problèmes spécifiques qui apparaissent au cours de la mesure automatique de la conductance mutuelle.

CD 621.39

DISPOSITIFS SEMI-CONDUCTEURS
BLOC LOGIQUE
TRIEUSE AUTOMATIQUE

Popescu, O. e.a. : Bloc logique pour les trieuses automatiques qui réalise le triage final des dispositifs semi-conducteurs.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 105

L'ouvrage présente un bloc logique, conçu à l'égard de l'emploi dans l'ensemble commande et contrôle de tous les trieuses automatiques de dispositifs semi-conducteurs.

CD 621.385

TECHNIQUE MESA
DIODES IMPATT

Marin, N., Dascălu, O. : Une puissance générale d'un W pour 9 500 MHz ayant une structure unique p^+np^+ au silicium.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 110

L'ouvrage présente la technique (mesa à radiateur intégrale en Ag) de réalisation des IMPATT de puissance moyenne. Cette variante technologique originale rend possible la fabrication reproductible de diodes IMPATT (d'un minimum 0,5 W du onde continue dans la bande de 8 — à 12 GHz ayant une efficacité de 6–7%). Le maximum de puissance obtenu a été de 1 W pour 9,5 GHz).

CD 621.39

DIAC
TENSION DE SAUT

Dragomir, P.C., Udrea-Spenea, N.M. : L'influence du temps de vie des porteurs minoritaires sur la caractéristique courant-tension du diac.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 3, sep 1982, p. 115

L'article présente les resultants de l'étude théorique concernant l'influence du temps de vie des porteurs minoritaires sur la caractéristique courant-tension du diac. On met en évidence l'effet évident de la valeur du temps de vie sur la tension du saut du diac.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 3

CZ 621.373.3

OSCILATOR CONTROLAT ÎN TENSIUNE
MODELARE PE MONOCIP

Oscilator de înaltă performanță controlat în tensiune. Modelare pe MONOCIP

MIRCEA GH. NEGOIȚĂ, CONSTANTIN POPESCU, ȘTEFAN M. BARBU, ANTONIN D. CHIRULESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Îmbunătățirea stabilității și liniarității unui oscilator controlat în tensiune (VCO) este o problemă importantă în prelucrarea analog-numerică a informației. Realizarea unui VCO de înalte performanțe este foarte dificilă dacă se cere o plajă mare de variație a frecvenței. Un VCO de performanțe medii poate avea inclus într-o buclă a sa de reacție un convertor frecvență-tensiune [1], ceea ce îi îmbunătățește simțitor performanțele: liniaritatea crește până la 0,005%, coeficientul de temperatură, până la 200 ppm/°C.

realizată integral cu componente electronice românești. În ultima parte a lucrării se face modelarea acestui sistem pe tehnologie MONOCIP, a cărei implementare în țară se pregătește în prezent la C.C.S.I.T.S. (I.C.C.E.).

1. Schema-bloc și schema de principiu a CVF — varianta cu componente discrete și circuite integrate

Schema bloc [2] este prezentată în figura 1. Tensiunea de intrare negativă V_{IN} este aplicată pe intrarea unui integrator a cărui ieșire atacă generatorul frecvenței de ieșire (f_{OUT}). Gene-

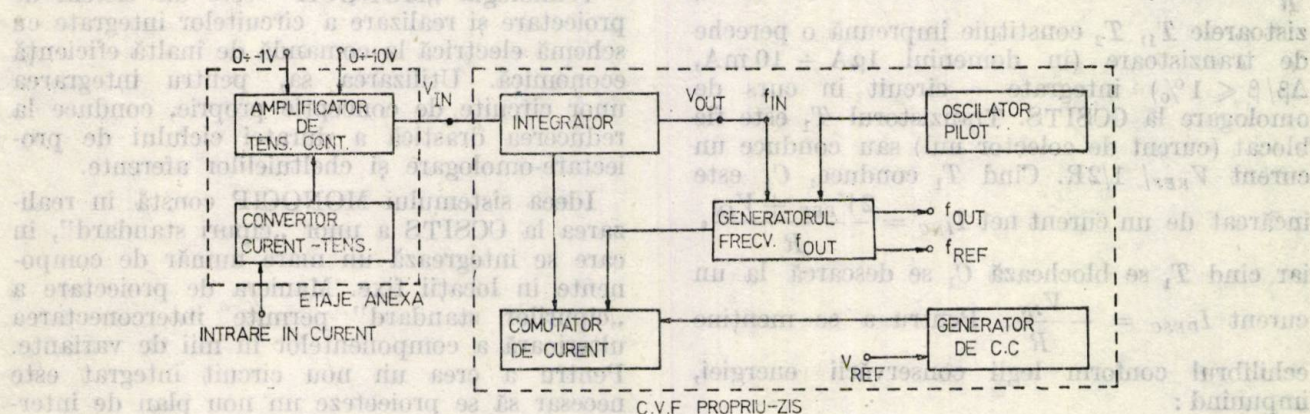


Fig. 1. Schema-bloc a CVF — varianta cu componente discrete și circuite integrate.

În majoritatea aplicațiilor, pentru sistemul respectiv este utilă ieșirea în impulsuri și se poate utiliza ca VCO direct un convertor tensiune-frecvență (CVF), cu posibilitatea suplimentară a lărgirii plajei frecvenței de lucru.

Lucrarea de față prezintă, în prima parte, o schemă de CVF de înaltă precizie sincronizat,

ratorul frecvenței de ieșire furnizează și frecvența de referință (f_{REF}), fiind sincronizat cu oscilatorul-pilot de frecvență de 100 kHz.

Comutatorul de curent este acționat de generatorul frecvenței de ieșire și comandă conducția sau blocarea generatorului de curent constant, în consecință producându-se încărcarea, respectiv descărcarea condensatorului de integrare.

Schema electronică de principiu este prezentată în figura 2 (mai puțin sursele de alimentare realizate cu circuitul integrat stabilizator de

* Ing. Negoită, M., ing. Popescu G., ing. Barbu, Șt. — Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București; student Chirulescu, A. — Institutul politehnic București.

tensiune ROB 723 în configurație standard și etajele anexă).

Amplificatorul A_1 , realizat cu circuitul integrat $\beta A 741 J$ în configurație de integrator, acționează în mod liniar, adică intrarea inversoare urmărește tensiunea de pe intrarea neinvertor, deci curentul prin $R_1 = R$, egal cu

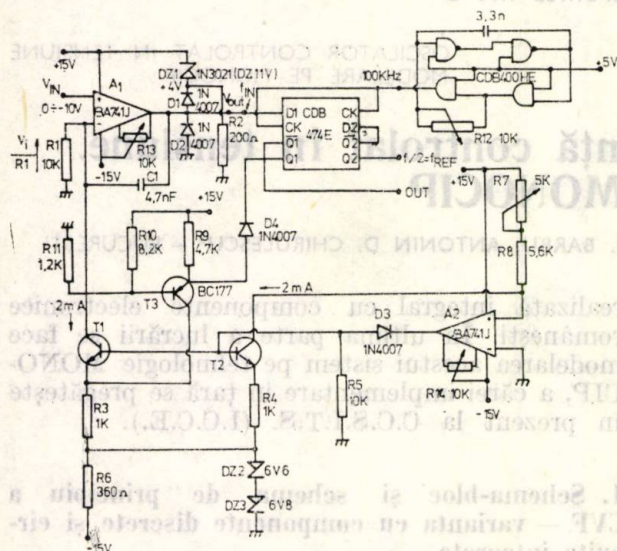


Fig. 2. Schema electronică de principiu a CVF — varianta cu componente discrete și circuite integrate.

$\frac{V_{IN}}{R}$, curge către condensatorul $C_1 = C$. Tranzistoarele T_1 , T_2 constituie împreună o pereche de tranzistoare (în domeniul $1\mu A \div 10 mA$, $\Delta\beta/\beta \leq 1\%$) integrate — circuit în curs de omologare la CCSITS. Tranzistorul T_1 este fie blocat (curent de colector nul) sau conduce un curent $V_{REF}/1/2R$. Când T_1 conduce, C_1 este încărcat de un curent net $I_{INC} = \frac{2V_{REF} + V_{IN}}{R}$, iar când T_1 se blochează C_1 se descarcă la un curent $I_{DESC} = -\frac{V_{IN}}{R}$. Pentru a se menține echilibrul conform legii conservării energiei, impunând:

$$t_{max} = 10 \mu s \text{ (dat de tact) în } C = \frac{I \cdot t}{U} \quad (1)$$

se ajunge la relația de conversie $V - F$:

$$f_{OUT} = 50 \cdot 10^4 \left(\frac{V_{IN}}{-V_{REF}} \right). \quad (2)$$

Când ieșirea Q_1 a circuitului basculant bistabil dual „D” tip CDB 474 este „0”, întrucât potențialul bazei tranzistorului T_3 depășește, potențialul de emitor, se produce blocarea T_3 ; T_1 conduce. Bazele tranzistoarelor pereche T_1 , T_2 fiind comandate simultan și circuitele de

emitor fiind identice, curenții lor de colector vor fi riguros egali $\frac{2V_{REF}}{R}$. Când Q_1 este „1”,

T_3 va conduce și va furniza un curent mare prin rezistența de emitor a tranzistorului T_1 care se va bloca deoarece îi crește potențialul de emitor.

Ori de câte ori ieșirea lui A_1 este ușor sub pragul intrării D a CDB 474, următorul impuls cauzează trecerea ieșirii Q_1 în „1”, conducția tranzistorului T_1 , ceea ce duce la o mare creștere a sarcinii, deci a nivelului de la ieșirea integratorului cu $\Delta V_1 = I_{INC} \cdot \Delta t / C$. Următorul impuls de tact găsește A_1 în „1”, Q_1 în „0” și Q_1 în „1”, blocând T_1 . Descrerea sarcinii în acest timp va fi $\Delta V_2 = I_{DESC} \cdot \Delta t / C$. La următorul impuls de tact, afară de cazul când $V_{IN} = -10V$, ieșirea lui A_1 este încă „1”, Q_1 rămâne „0” și Q_1 rămâne „1”, asigurând pe mai departe descărcarea. Procesul se repetă până când ieșirea lui A_1 este din nou ușor sub pragul intrării D; un ciclu s-a terminat și începe altul.

Perioada de încărcare și cea de descărcare sînt egale numeric atunci când $V_{IN} = -10V$ (maximă), situație în care $f_{OUT} = 50 kHz$ (tot maximă).

2. Proiectarea circuitelor prin „tehnologia MONOCIP”

Tehnologia „MONOCIP” este un sistem de proiectare și realizare a circuitelor integrate cu schemă electrică la comandă de înaltă eficiență economică. Utilizarea sa, pentru integrarea unor circuite de concepție proprie, conduce la reducerea drastică a duratei ciclului de proiectare-omologare și cheltuielilor aferente.

Ideea sistemului MONOCIP constă în realizarea la CCSITS a unor „cipuri standard”, în care se integrează un mare număr de componente în locații fixe. Maniera de proiectare a „cipurilor standard” permite interconectarea ulterioară a componentelor în mii de variante. Pentru a crea un nou circuit integrat este necesar să se proiecteze un nou plan de interconexiuni (similar cablajului), după care se generează masca de metalizare (interconexiuni) din procesele tehnologice uzuale.

Proiectarea circuitelor prin „Tehnologie MONOCIP” de către utilizatori impune:

- realizarea unui montaj experimental cu ajutorul seturilor de componente MONOCIP. În cadrul montajului experimental se stabilește topologia finală a circuitului, topologie care va permite realizarea cerințelor impuse circuitului;

- alegerea unei matrici și verificarea numărului de componente necesare circuitului precum și numărului de paduri;

- organizarea planului de interconexiuni.

3. Modelarea pe tehnologie MONOCIP a CVF

Varianța MONOCIP a CVF cuprinde în principiu, aceleași blocuri ca și varianța cu componente discrete și circuite integrate. Aceste blocuri au o topologie tipică de circuit integrat, conform schemei electronice generale din figura 3. Deosebiri de concepție față de varianța discretă constau în:

— generatorul de curent programabil realizat cu un convertor tensiune-curent; este format cu tranzistoarele ($Q_5 \div Q_8$; Q_{101} , Q_{102}). Genera-

Scopul modelării a fost acela de a arăta posibilitățile sistemului Monocip de a integra un circuit bipolar complex, datorită avantajelor multiple pe care le oferă: numărul mare de tranzistoare pe cip, posibilități multiple de interconectare, posibilitatea modelării circuitului cu kitul monocip.

4. Rezultate experimentale

Schema realizată cu componente discrete și circuite integrate este capabilă de o liniaritate

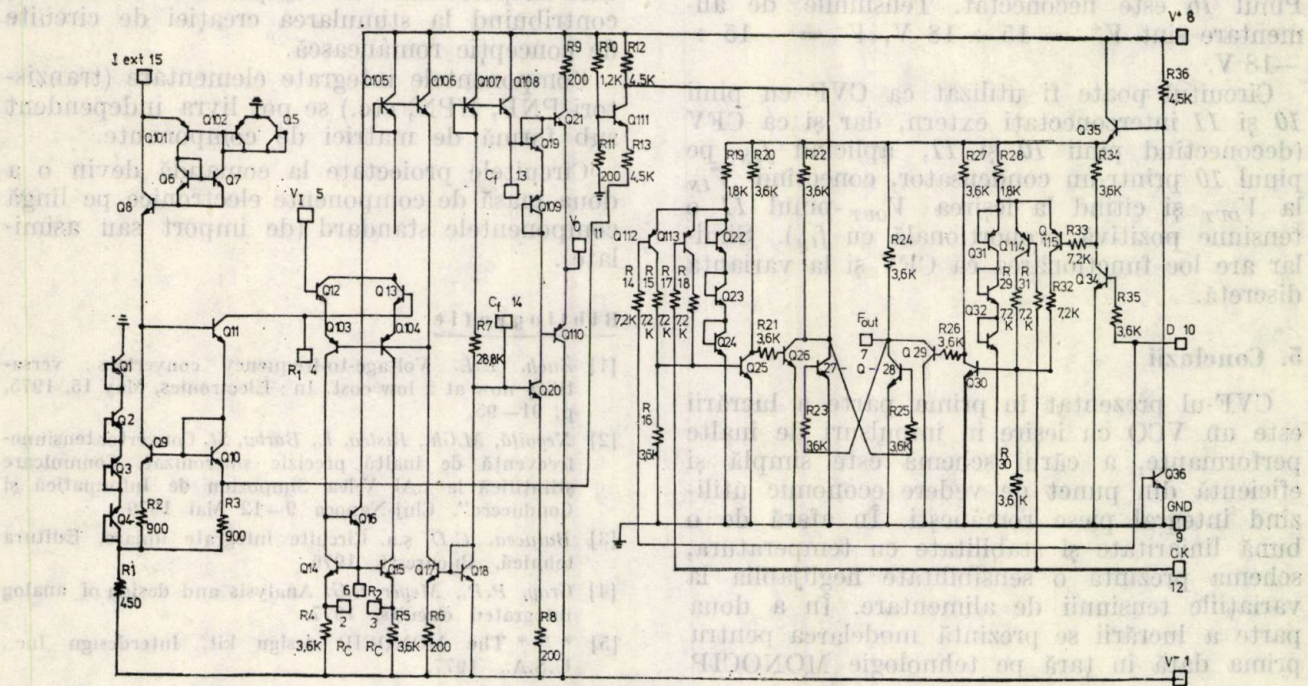


Fig. 3. Schema electronică generală a CVF modelat pe tehnologie MONOCIP.

torul de curent este prevăzut cu un circuit de pornire format cu tranzistorul (Q_9).

— bistabilul D -dual se înlocuiește cu un circuit D -latch ($Q_{22} \div Q_{36}$; $Q_{112} \div Q_{115}$); topologia sa este specifică sistemului MONOCIP și se alimentează de la 6V prin stabilizatorul propriu ($Q_{33} + Q_{36}$).

Celelalte blocuri funcționale sînt: tensiunea de referință ($Q_1 \div Q_4$); comutatoarele ($Q_9 \div Q_{11}$; Q_{111}); amplificator tip 741 ($Q_{12} \div Q_{21}$; $Q_{103} \div Q_{110}$).

Folosirea acestei scheme s-a făcut pe kitul MONOCIP. Soluția adoptată pentru varianța integrată MONOCIP a fost impusă de numărul de componente ale Monocipului D [5]. Circuitul realizat care cuprinde 36 tranzistoare NPN, 15 tranzistoare PNP, aproximativ 180 k Ω rezistență difuzată cu baza, a utilizat componentele monocipului D în următoarele proporții: tranzistoare NPN — 72%, tranzistoare PNP — 94%, rezistențe difuzate cu baza aproximativ 100%. Aceste procente ilustrează complexitatea circuitului bipolar.

maximă de 0,003% și de o bună stabilitate a cîștigului (pînă la 150 ppm/ $^{\circ}$ C). De maximă importanță în funcționarea schemei este calibrarea inițială (reglajul brarea inițială (reglajul de offset al integratorului), care neefectuată poate da o neliniaritate mare la cap de scală ($V_{IN \max}$).

Modelarea CVF pe tehnologie MONOCIP s-a realizat experimental pe placa de modelare, folosind componentele setului de proiectare MONOCIP pentru procesul tehnologic de 36 V. Liniaritatea obținută în acest caz a fost de 0,01%.

Între pinii 2, 3, cu cursorul la V^- s-a montat un potențiomtru de 10 k Ω (reglajul de offset al integratorului). Între pinul 4 (intrarea inversoare) și masă se montează rezistența $R_1 = 10 \text{ k}\Omega \pm 1\%$. Tensiunea care trebuie convertită se aplică pe pinul 5 (V_{IN}). Rezistența $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ montată între pinul 6 și masă are rol în polarizarea sarcinii active a etajului de intrare A_1Q . Ieșirea este pinul 7. Alimentările se fac astfel: V^- la pinul 1 și V^+ la pinul 8

pinul de masă fiind 9. Intrarea D a latch-ului tip D este pinul 10, iar pinul 11 reprezintă ieșirea A.Q. (V_{OUT}). Oscilatorul extern se conectează la pinul 12 (CLK). Condensatorul de integrare ($C = 4,7$ nF) se montează în exterior între pinii 4 și 11, tot în exterior montându-se condensatorul de compensare a A.Q. Rolul potențiometrului ($R_{EXT} = 10$ k Ω), montat între pinul 15 și V^+ este acela de a programa curentul generatorului de curent, conform formulei: $I_g = \frac{V^+}{R_{EXT}}$, unde $I_g = 2$ mA (tipic).

Pinul 16 este neconectat. Tensiunile de alimentare sînt $V^+ = 15 \div 18$ V, $V^- = -15 \div -18$ V.

Circuitul poate fi utilizat ca CVF cu pinii 10 și 11 interconectați extern, dar și ca CFV (deconectînd pinii 10 și 11, aplicînd f_{IN} pe pinul 10 printr-un condensator, conectînd V_{IN} la V_{OUT} și citind la ieșirea V_{OUT} -pinul 11 o tensiune pozitivă proporțională cu f_{IN}). Similar are loc funcționarea ca CFV și la varianta discretă.

5. Concluzii

CVF-ul prezentat în prima parte a lucrării este un VCO cu ieșire în impulsuri de înalte performanțe, a cărui schemă este simplă și eficientă din punct de vedere economic utilizînd integral piese românești. În afară de o bună liniaritate și stabilitate cu temperatura, schema prezintă o sensibilitate neglijabilă la variațiile tensiunii de alimentare. În a doua parte a lucrării se prezintă modelarea pentru prima dată în țară pe tehnologie MONOCIP

implementată la CCSITS (fost ICCE) a unui circuit complex. Scopul acestei părți a lucrării a fost scoaterea în evidență a posibilităților de proiectare cu Monocipul D .

Avantajele variantei integrate MONOCIP constau în realizarea într-un singur cip a oricărui circuit complex. Față de varianta discretă apar probleme legate de distribuția temperaturii pe cip, dar se asigură posibilități superioare de împerechere.

Sistemul MONOCIP extinde posibilitatea de proiectare a circuitelor integrate și la întreprinderi nespecializate în componente electronice, contribuind la stimularea creației de circuite de concepție românească.

Componentele integrate elementare (tranzistori PNP, NPN, etc.) se pot livra independent sub formă de matrici de componente.

Circuitele proiectate la comandă devin o a doua masă de componente electronice pe lângă componentele standard (de import sau asimilate).

Bibliografie

- [1] Zuch, E.L. Voltage-to-frequency converters: versatility now at a low cost. In: Electronics, May 15, 1975, p. 91—95.
- [2] Negoită, M.Gh., Ristea, I., Barbu, St. Convertor tensiune-frecvență de înaltă precizie sincronizat. Comunicare științifică la „Al V-lea Simpozion de Informatică și Conducere”, Cluj-Napoca 9—12 Mai 1979.
- [3] Bulucea, C.D. ș.a. Circuite integrate liniare, Editura tehnică, București, 1976.
- [4] Gray, P.R., Meyer R.G. Analysis and design of analog integrated circuits, 1977.
- [5] * * * The MONOCIP design kit, Interdesign Inc., U.S.A., 1977.

CZ 621.793

Investigarea defectelor structurale ale straturilor dielectrice și semiconductoare

A. PĂUNESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Straturile dielectrice și semiconductoare au funcții esențiale în tehnologia modernă a dispozitivelor semiconductoare. Structura și proprietățile lor chimice și electrice sînt factori de bază în ceea ce privește performanțele acestora. Deci, măsurarea precisă a proprietăților acestor straturi, pentru determinarea

oportună a prezenței și a naturii defectelor care pot da naștere la ratarea dispozitivelor este de maximă importanță. Defectele puse în evidență de metodele prezentate în acest articol pot fi clasate în: (a) defecte intrinseci ale stratului considerat și (b) defecte induse de substrat.

Din prima categorie fac parte porii și impuritățile induse de contaminarea gazelor sau de parametri eronați în procesarea structurilor, iar din a doua, modificările de structură și crăpăturile provenite din impurificarea, din

* Întreprinderea de piese radio și semiconductoare — Băneasa — București.

DEFECTE STRUCTURALE
SEMICONDUCTOARE
STRATURI DIELECTRICE

relieful sau din coeficientul diferit de dilatare termică a substratului.

Acest articol își propune să furnizeze într-o formă cât mai concisă o serie de rezultate experimentale, importante despre structura straturilor dielectrice și semiconductoare, care apar în fabricarea dispozitivelor electronice și a circuitelor integrate.

1. Metode de analiză a defectelor structurale

1.1. Electroforeza

Fenomenul se bazează pe punerea în evidență a defectelor structurale ale straturilor dielectrice sau semiconductoare, prin decorarea zonei defectului cu un agent de contrast. Metoda descrisă în acest articol are ca agent de contrast cuprul, care se depune pe placheta de siliciu prin intermediul unei băi electrolitice în care electrolitul este alcoolul metilic, anodul este de cupru iar placheta se pune la catod.

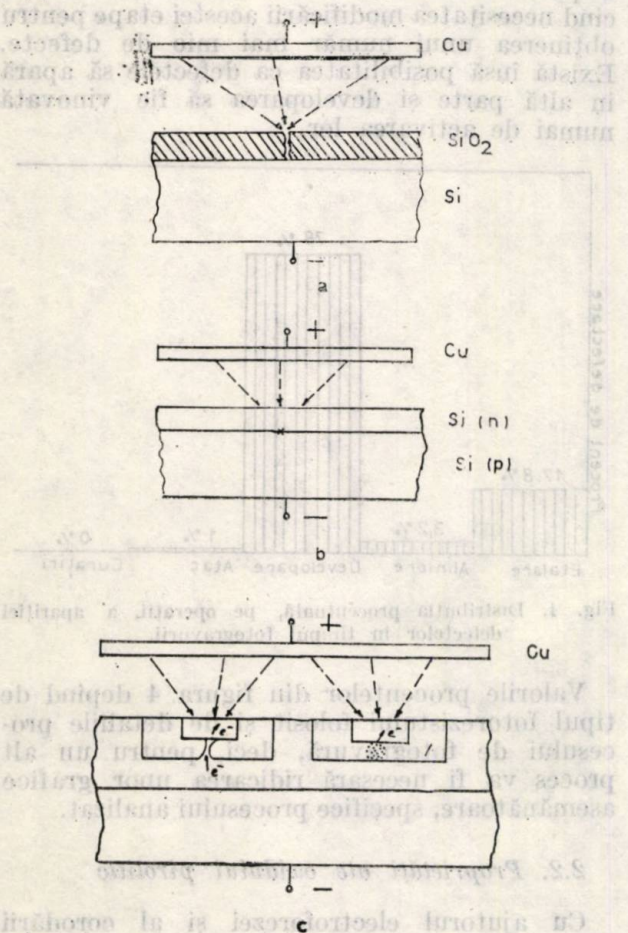


Fig. 1a. Electroforeza unui strat dielectric avind un pinhole.

Fig. 1b. Electroforeza unei joncțiuni avind un punct de străpungere.

Fig. 1c. Electroforeza bazelor unor tranzistori cu centrul de recombinare în bază sau cu pătrunderi locale între emitor și colector.

Depunerea de cupru se conectează în zonele cu bună conductivitate electrică:

- 1 — defecte punctuale sau liniare în straturi dielectrice (fig. 1a);
- 2 — locuri de străpungere locală a diodelor semiconductoare (fig. 1b);
- 3 — locuri de pătrundere locală sau de viteză mare de recombinare în baza unui tranzistor bipolar (fig. 1c).

Electroforeza poate pune în evidență defecte foarte mici; inobservabile chiar și cu microscopul electronic: pori de dimensiuni submicroscopice, microcrăpături, dislocații în rețeaua cristalină, aglomerări de impurități.

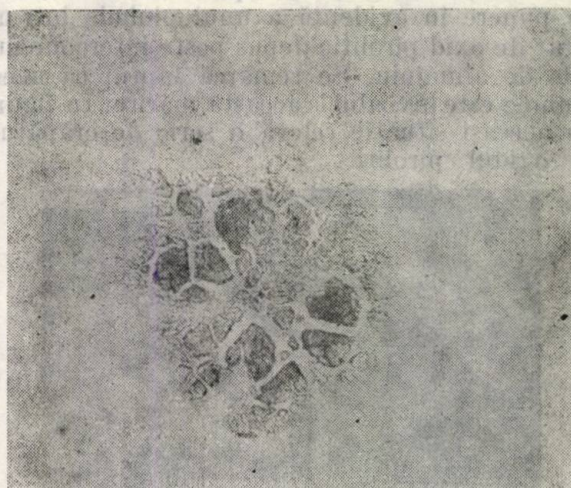


Fig. 2. Fotografia decorării cu Cu a unui pinhole.

În fotografia din figura 2 se distinge forma caracteristică a decorării unei pinhole într-un strat dielectric. Această formă face ușor de deosebit decorarea unui defect deo, depunere accidentală de alte impurități.

Parametrii procesului de electroforeză au fost determinați pe cale experimentală.

Tensiunea de electroforeză trebuie să fie suficient de mică pentru a nu apare străpingeri, dar de ajuns de mare pentru a asigura o viteză acceptabilă procesului. Valoarea recomandabilă este de 45 V la 1 000 Å de strat dielectric, pentru condițiile experimentale utilizate.

— S-a observat că reutilizarea electronitului duce la accelerarea electroforezei putind duce la producerea de noi defecte. În consecință fiecare electroforeză trebuie făcută cu electrolit nou.

— Timpul afectat unei electroforeze efectuate la tensiunea recomandată mai sus este de 2...5 minute. În acest timp diametrul decorării defectelor ajunge la 150...250 μ fiind ușor observabile.

— Diametrul decorării cu cupru este direct proporțional și cu mărirea defectului, deci electroforeza, pe lângă punerea în evidență a numărului de defecte mai oferă informații și despre mărirea acestora.

— Dacă N_i este numărul inițial de defecte dintr-un strat oarecare și dacă după un anumit proces se obțin pe aceeași plachetă N_g defecte, atunci numărul de defecte induse în proces este $N_g - N_i$. Nu este permisă măsurarea lui N_i și N_g pe plachete diferite deoarece fluctuația introdusă în defectele induse de substrat perturbă puternic rezultatele experienței.

1.2. Corodarea selectivă

Această metodă se bazează pe corodarea zonei înconjurătoare defectului, punindu-l astfel în evidență. În figura 3a se poate observa modul de punere în evidență a unui pinhole într-un strat de oxid pirolitic depus peste interconexiunile de aluminiu. Se remarcă faptul că acest pinhole este invizibil la această mărire. În figura 3b aceeași situație relevă o serie de crăpături în oxidul pirolitic.

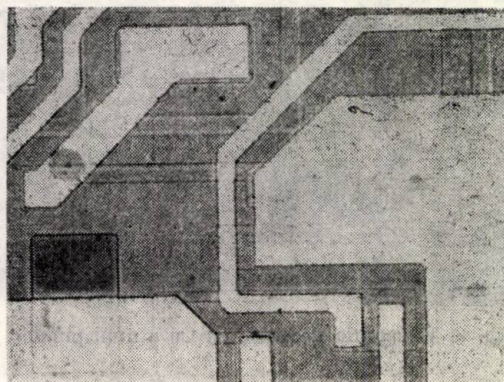


Fig. 3a. Fotografia defectelor puse în evidență prin metoda corodării selective a aluminiului de sub un pinhole situat în oxidul pirolitic.

Fig. 3b. Fotografia defectelor liniare în oxid pirolitic puse în evidență prin metoda corodării selective a aluminiului acoperit cu oxid pirolitic.

Soluția de atac aluminiu are compoziția: 74% H_3PO_4 (85%); 18,5% H_2O și 7,4% HNO_3 (70%) avînd la 50°C o viteză de corodare de 9 000 Å/min. Ea are o fluiditate mai mare decît soluția uzuală de atac aluminiu permițînd astfel punerea în evidență a unor defecte foarte fine.

Timpul necesar pentru o corodare selectivă ușor de observat este de ordinul a 3 minute.

2. Rezultate experimentale

2.1. Defecte induse de etapele fotogravurii

Dispozitivele electronice fabricate în tehnologia planară se bazează pe impurificarea zonală a siliciului printr-o mască de oxid. Fotogravura are rolul de a deschide în oxidul care acoperă siliciul, ferestre prin care vor pătrunde impuritățile care dopeză semiconductorul. În rest oxidul trebuie să rămînă intact protejînd siliciul de impurificare. Acest lucru nu se întîmplă în realitate deoarece operațiile executate în timpul fotogravurii introduc defecte în straturile de oxid. La un proces normal de fotogravură apar în medie 100 pînă la 150 de defecte punctuale pe plachetă. Repartiția lor procentuală pe fiecare operație a fotogravurii este prezentată în figura 4. Ponderea dezvoltării în producerea de defecte este foarte mare indicînd necesitatea modificării acestei etape pentru obținerea unui număr mai mic de defecte. Există însă posibilitatea ca defectele să apară în altă parte și dezvoltarea să fie vinovată numai de activarea lor.

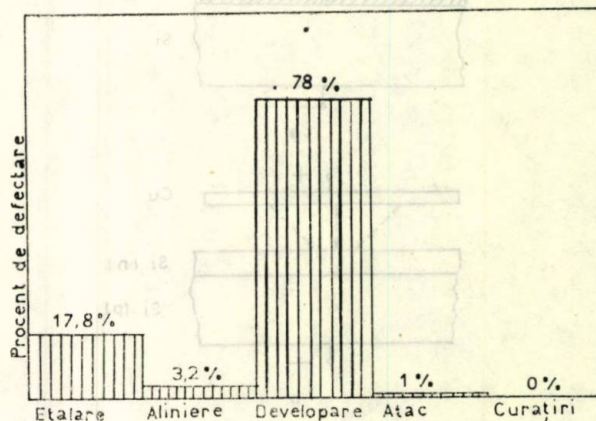


Fig. 4. Distribuția procentuală, pe operații, a apariției defectelor în timpul fotogravurii.

Valorile procentelor din figura 4 depind de tipul fotorezistului folosit și de detaliile procesului de fotogravură, deci, pentru un alt proces va fi necesară ridicarea unor grafice asemănătoare, specifice procesului analizat.

2.2. Proprietăți ale oxidului pirolitic

Cu ajutorul electroforezei și al corodării selective s-au studiat proprietățile și calitatea oxidului pirolitic depus cu ajutorul unei instalații de tip PWS 2 000. S-a analizat comportarea acestuia numai în domeniul de interes tehnologic, adică pentru temperaturi cuprinse între 325°C și 385°C și raporturi oxigen/silan cuprinse între 7,4 și 30.

În graficul bidimensional din figura 5 se găsește distribuția defectelor ridicată prin electroforeză, iar în figura 6 s-a reprezentat distribuția rezistenței de contact a aluminiului de sub oxidul pirolitic. Aceste grafice pun în evidență legătura care există între calitatea oxidului pirolitic și calitatea interfeței aluminiu — oxid pirolitic.

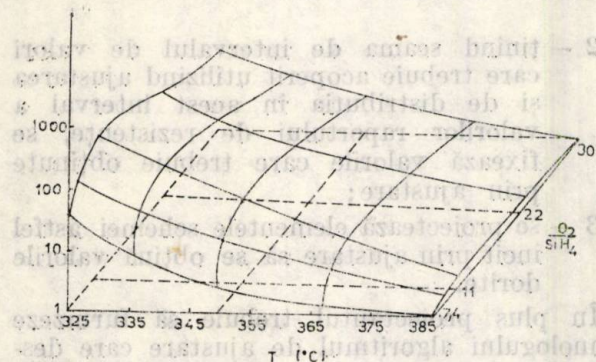


Fig. 5. Dependenta numărului de defecte din oxidul pirolitic în funcție de temperatură și de raportul oxigen/silan.

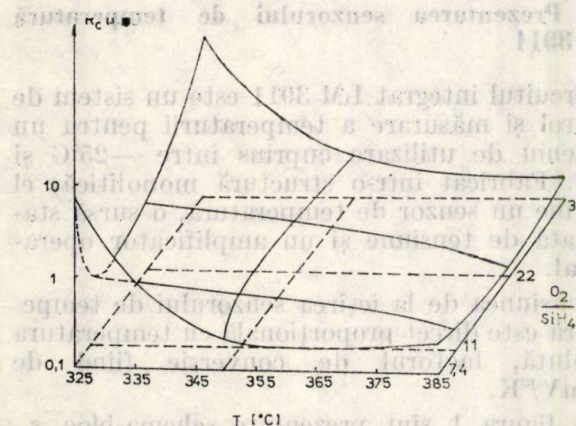


Fig. 6. Dependenta rezistenței de contact a aluminiului de sub oxidul pirolitic în funcție de temperatură și de raportul oxigen/silan.

În fotografia din figura 3a s-au pus în evidență, prin corodare selectivă a aluminiului, defectele oxidului pirolitic depus peste aluminiu. Se observă un număr redus de defecte punctuale submicronice. Dacă după depunerea de oxid pirolitic se face sinterizarea aluminiului, din cauza diferenței dintre coeficienții de dilatare termică ai oxidului și aluminiului, apar o serie de crăpături care puse în evidență prin aceeași metodă au aspectul din figura 3.b

2.3. Calitatea oxizilor termici

Oxizii termici sînt cei care protejează suprafața structurii în diferite etape de prelucrare. În consecință, de ei depinde mascarea difuziilor,

depunerea aluminiului și încapsularea în plastic. În vederea depistării etapelor de oxidare din care rezultă oxizi de calitate slabă, s-au determinat prin electroforeză defecte ale acestora. Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Numărul de defecte localizate în diferiți oxizi creșcuți în procesul tehnologic

OXIDUL	NR. DEFECTE	OBSERVAȚII
Oxid de Ti	3	diam ≈ 70 μm
Oxid pt BA	17	— —
Oxid de BA	97	diam ≈ 300 μm ; aglomerări
Oxid de EM	450	diam ≈ 300 μm

3. Concluzii

Marea varietate a proceselor tehnologice utilizate în fabricarea de circuite integrate impune o investigație mult mai vastă prin metodele descrise în această lucrare. Deci fiecare fabricant poate să testeze cu ajutorul acestora procesele tehnologice de care dispune.

Importanța acestor metode constă în posibilitatea de a controla în timp real fluxul tehnologic de fabricație prin testarea proprietăților straturilor dielectrice sau semiconductoare pe niște plachete martor procesate împreună cu loturile de structuri.

În felul acesta se poate depista mult mai rapid și mult mai eficient un proces defectuos, lucru care în alte condiții s-ar fi descoperit mult mai greu abia în final.

Electroforeza și corodarea selectivă mai pot fi folosite, și la testarea unor procedee tehnologice noi, indicînd oportunitatea sau neoportunitatea introducerii lor în fluxul tehnologic, sau ele pot indica dacă procedeele de epitaxie, difuzie și depunere pirolitic pot asigura fabricarea de circuite LSI sau de circuite cu două straturi de interconexiuni.

Bibliografie

- [1] Kern, W., Roster, R.S. Advances in deposition processes for passivation films. In : Applied Materials, Technical Report Gen — 002.
- [2] Kern, W., Comizzoli, R.B. New methods for detecting structural defects in glass passivation films. In : I.Vac. Sci. Technol. Vol. 14, Nr. 1, Ian/Feb. 1977.
- [3] Kern, W. Detection and characterization of localized defects in dielectric films. In : RCA Review, Vol. 34, December 1973.
- [4] Rupprecht, H.S. Defect characterization. In : Process and Device Modeling for Integrated Circuit Design, Noordhoff — Leyden — 1977.

CZ 621.3.012.8

CIRCUITE INTEGRATE
ANALOGIE
AJUSTARE PE CIP

Metodă pentru ajustarea valorii raportului a două rezistențe aflate în componența unui circuit integrat monolitic

RADU MARINESCU, G. CRĂCIUNESCU, M. BODEA, A. SILARD* — BUCUREȘTI

1. Prezentarea problemei

Tehnologia planar-epitaxială de realizare a unui circuit integrat monolitic bipolar asigură toleranțe de 30% pentru valorile rezistențelor și de 3% pentru valorile rapoartelor de rezistențe [1]. Precizia sporită de realizare a valorii unui raport de rezistențe determină proiectantul să gândească circuitul astfel încât caracteristicile esențiale de funcționare să fie determinate, în primul rând, de valoarea unui astfel de raport de rezistențe. În multe cazuri însă acest lucru nu este posibil decât parțial și este de dorit ca valoarea raportului de rezistențe să poată fi ajustată pe cip astfel încât să compenseze variația celorlalți factori ce influențează mărirea caracteristicii respective de circuit. Această ajustare se realizează în cursul etapei de testare pe plachetă a circuitului respectiv, în așa fel încât caracteristica cerută să poată fi verificată încă de la trierea pe plachetă. Lucrarea prezintă principiul unei metode de ajustare a raportului a două rezistențe și modalitatea concretă în care această metodă se regăsește aplicată în circuitul integrat LM 3911 realizat de firma National Semiconductor.

2. Principiul metodei

Datele de intrare pentru rezolvarea problemei ajustării raportului a două rezistențe sunt următoarele:

- 1 — intervalul de valori care trebuie acoperit utilizând ajustarea și distribuția valorilor în acest interval;
- 2 — disponibilul de arie pe cip pentru componentele conținute de schema de ajustare (rezistențe, diode);

Pe baza datelor de intrare poate fi propus următorul algoritm de proiectare a schemei cu ajustare:

- 1 — în funcție de aria disponibilă, se stabilește numărul de valori ale raportului de rezistențe care pot fi obținute prin ajustare;

- 2 — ținând seama de intervalul de valori care trebuie acoperit utilizând ajustarea și de distribuția în acest interval a valorilor raportului de rezistențe, se fixează valorile care trebuie obținute prin ajustare;
- 3 — se proiectează elementele schemei astfel încât prin ajustare să se obțină valorile dorite.

În plus proiectantul trebuie să furnizeze tehnologului algoritmul de ajustare care descrie modul concret prin care acesta realizează ajustarea.

3. Prezentarea senzorului de temperatură LM 3911

Circuitul integrat LM 3911 este un sistem de control și măsurare a temperaturii pentru un domeniu de utilizare cuprins între -25°C și 85°C . Fabricat într-o structură monolitică, el conține un senzor de temperatură, o sursă stabilizată de tensiune și un amplificator operațional.

Tensiunea de la ieșirea senzorului de temperatură este direct proporțională cu temperatura absolută, factorul de conversie fiind de $10 \text{ mV}^{\circ}\text{K}$.

În figura 1 sint prezentate schema-bloc și shema detaliată a circuitului integrat LM 3911.

Analiza aprofundată a funcționării circuitului a fost efectuată în [2]. Rezultatele esențiale ale acestei analize sint următoarele:

1. Tensiunea la ieșirea senzorului urmează o lege de variație cu temperatura de forma:

$$\frac{\partial U_{ref}}{\partial T} = \frac{U_{T0}}{T_0} \frac{R_{11}}{R_{12}} \left[\left(1 - \frac{2R_9'}{R_6} \right) \ln 20 + \ln \frac{10 I_5}{I_{14}} \right] + U_{T0} \frac{R_{11}}{R_{12}} \frac{\partial \left[\ln \frac{I_5}{I_{14}} \right]}{\partial T}, \quad (1)$$

unde U_{ref} este tensiunea la ieșirea din senzor;

T — temperatura la care se calculează variația ($^{\circ}\text{K}$);

T_0 — temperatura de referință ($^{\circ}\text{K}$);

* R. Marinescu și G. Crăciunescu sint ingineri la Microelectronica — București, iar M. Bodea și A. Silard sint șefi de lucrări la Institutul Politehnic București, Facultatea de Electronica și Te.

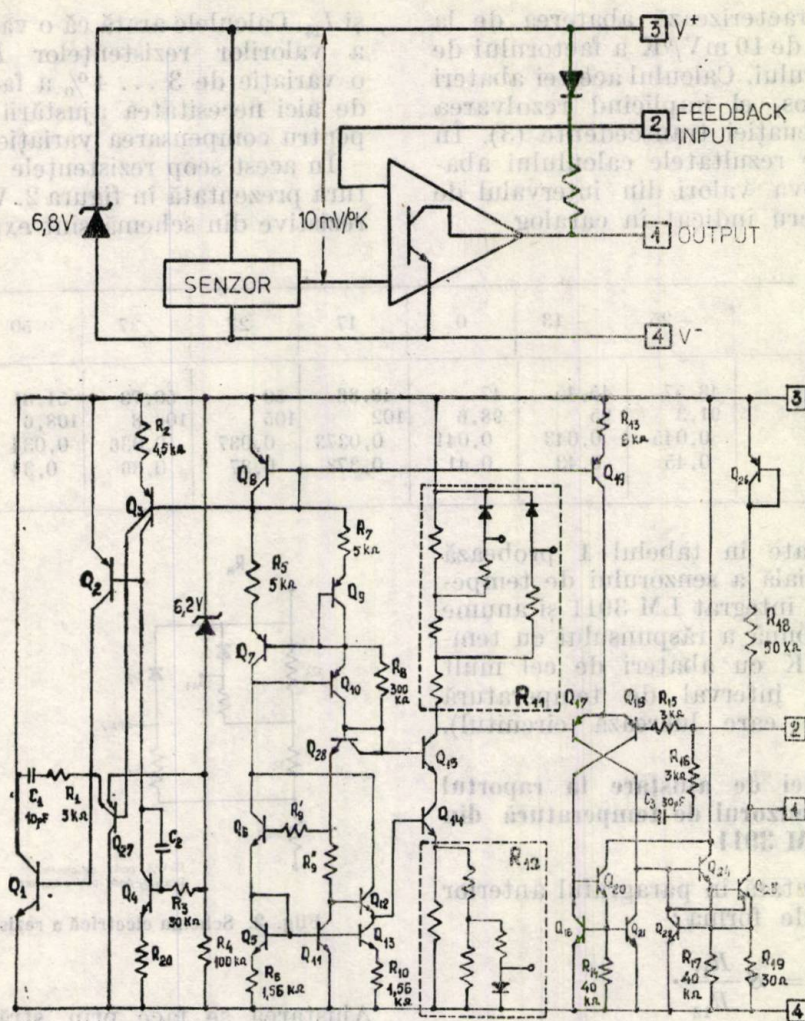


Fig. 1. Schema-bloc și schema detaliată a circuitului integrat LM 3911.

I_5, I_{14} — curenții de colector în tranzistoarele Q_5, Q_{14} ;

$U_T = kT/q$.

2. Relația de calcul pentru valoarea curențului I_5 este:

$$I_5 = \frac{U_T}{R_6} \ln 20. \quad (20)$$

3. Ecuația transcendentă care permite determinarea valorii curențului I_{14} este:

$$R_{12} I_{14} = \left(1 - \frac{2R_9''}{R_6}\right) U_T \ln 20 + U_T \ln \frac{20 I_5}{I_{14}}. \quad (3)$$

Relația (1) reprezintă formula de calcul a factorului de liniaritate al senzorului. Se observă că această relație conține doi termeni. Un termen independent de temperatură este:

$$S_1 = \frac{U_{T0}}{T_0} \frac{R_{11}}{R_{12}} \left[\left(1 - \frac{2R_9''}{R_6}\right) \ln 20 + \ln \frac{10 I_5}{I_{14}} \right], \quad (4)$$

iar celălalt termen, care descrie deriva cu temperatura a factorului de liniaritate al senzorului, este:

$$S_2 = U_{T0} \frac{R_{11}}{R_{12}} \frac{\partial \left[\ln \frac{I_5}{I_{14}} \right]}{\partial T}.$$

După calcule suplimentare în care se utilizează relațiile (2) și (3), se obține:

$$S_2 = \frac{1}{T} \frac{U_{T0} R_{11}}{R_{12} + \frac{U_T}{I_{14}}} \left\{ 1 - \frac{U_T}{R_{12} I_{14}} \left[\left(1 - \frac{2R_9''}{R_6}\right) \ln 20 + \ln \frac{10 I_5}{I_{14}} \right] \right\}. \quad (5)$$

Pe baza relațiilor (4) și (5) pot fi calculați termenii S_1 și S_2 . Pentru S_1 se obține valoarea tipică $S_1 = 10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$, determinantă în acest sens fiind ajustarea care se poate face asupra valorii raportului R_{11}/R_{12} .

Pentru a descrie modul în care se face ajustarea se fac următoarele notații :

- S_{11} — factorul de liniaritate al senzorului înainte de ajustare ;
- S_{12} — factorul de liniaritate al senzorului după ajustare ;
- S — factorul dependent de tehnologie din relația (4) ;
- $(R_{11}/R_{12})_{000}$ — valoarea raportului R_{11}/R_{12} în cazul în care nici o diodă nu este scurtcircuitată ;
- $(R_{11}/R_{12})_{100}$ — valoarea raportului în cazul în care este scurtcircuitată dioda D_1 ;

Analog se notează și celelalte valori ale raportului.

Notind în general valoarea ajustată a raportului de rezistențe cu $(R_{11}/R_{12})_{***}$, se pot scrie următoarele relații :

$$S_{11} = \left(\frac{R_{11}}{R_{12}}\right)_{000} S,$$
$$S_{12} = \left(\frac{R_{11}}{R_{12}}\right)_{***} S,$$

rezultind :

$$S_{11} = S_{12} \frac{\left(\frac{R_{11}}{R_{12}}\right)_{000}}{\left(\frac{R_{11}}{R_{12}}\right)_{***}}.$$

Ținând seama că prin ajustare este necesar să se obțină $S_{12} = 10 \text{ mV/}^\circ\text{K}$ și că $(R_{11}/R_{12})_{000} = 31,91$ se poate calcula S_{11} în fiecare din cazurile de ajustare. Se obțin rezultatele cuprinse în tabelul 2.

Dioda scurtcircuitată	001	101	000	011	100	111	010	110
$(R_{11}/R_{12})_{***}$	33,01	32,03	31,91	31,07	30,96	30,77	30,03	29,74
$S_{11} \text{ [mV/}^\circ\text{K]}$	9,66	9,96	10	10,27	10,30	10,37	10,62	10,73
$S \text{ [mV/}^\circ\text{K]}$	0,302	0,312	0,313	0,3218	0,323	0,325	0,333	0,336

Tabelul 2

Valorile S_{11} care se pot ajusta la $S_{12} = 10 \text{ mV/}^\circ\text{K}$	9,66		9,96	10	10,27	10,3	10,37	10,62	10,73
S	0,302		0,312	0,313	0,3218	0,323	0,325	0,333	0,336
pragurile de decizie pentru S	0,299	0,31	0,3125	0,317	0,3223	0,324	0,327	0,334	0,338
pragurile de decizie pentru S_{11}	9,55	9,89	9,968	10,14	10,28	10,39	10,44	10,65	10,8
Dioda scurtcircuitată	001	101	000	011	100	111	010	110	

Tabelul 3

Factorul S depinde de tehnologie și se poate considera că valorile sale sînt distribuite normal pe intervalul $0,302 \dots 0,336$ și că acest interval este de forma $(m - 3\sigma, m + 3\sigma)$ unde m și σ reprezintă media și dispersia distribuției normale considerate.

Se pot calcula atunci m și σ , care au valorile :

$$m = \bar{S} = \frac{0,302 + 0,336}{2} = 0,312 \text{ mV/}^\circ\text{K},$$
$$\sigma = \frac{0,336 - 0,302}{2} = 5,6 \times 10^{-3} \text{ mV/}^\circ\text{K}.$$

Cunoscînd aceste date privitoare la repartiția abaterilor se pot calcula pragurile de decizie în ajustare folosind criteriul probabilității de eroare minimă (vezi anexa). Aceste rezultate sînt prezentate în tabelul 3.

Se poate enunța acum algoritmul de ajustare :

- 1 — se măsoară factorul de liniaritate al circuitului ;
- 2 — se străpung diodele conform tabelului 3 (pentru S_{11} mai mic ca 9,55 și mai mare ca 10,8 circuitul este declarat defect).

5. Concluzii

Metoda este principial aplicabilă la ajustarea oricăror caracteristici de circuit integrat și necesită cunoașterea distribuției abaterilor pentru parametrul de circuit în cadrul tehnologiei respective. Rezultatul esențial al aplicării metodei este îmbunătățirea sensibilă a randamentelor în obținerea unor caracteristici de circuit importante din punctul de vedere al utilizatorului.

Anexa :

Modalitatea de calcul al pragurilor de ajustare folosind criteriul probabilității de eroare minimă

Fie o variabilă aleatoare normal distribuit $N(m, \sigma)$ și fie două valori particulare x_m, x_M pe care le poate lua variabila cu $x_m < x_M$. Atunci criteriul de probabilitate de eroare minimă în decizie afirmă că pragul de decizie x_0 între x_m și x_M este dat de ecuația

$$F(x_M) - F(x_0) = F(x_0) - F(x_m)$$

unde $F(x)$ este funcția de repartiție normală.

Rezultă deci:

$$F(x_0) = \frac{F(x_M) + F(x_m)}{2}$$

Este prezentat în continuare algoritmul de calcul aplicat pentru intervalul: $S_m = 0,323$; $S_M = 0,325$ din tabelul 3.

1. Se calculează variabilele normate:

$$S_{mn} = \frac{S_m - m}{\sigma} = 0,714.$$

$$S_{Mn} = \frac{S_M - m}{\sigma} = 1,07.$$

2. Extragem din tabele valorile distribuției normale:

$$F(S_{mn}) = F(0,714) = 0,7611,$$

$$F(S_{Mn}) = F(1,07) = 0,8665.$$

3. Rezultă:

$$F(S_{0n}) = \frac{F(S_{mn}) + F(S_{Mn})}{2} = 0,8138.$$

Din tabele se determină $S_{0n} = 0,89$.

4. Se denormează și se determină pragul de decizie:

$$S_0 = S_{0n} + m = 0,324.$$

Bibliografie

- [1] Bulucea, C., Vais, M., Profeta, M. Circuite integrate liniare, Ed. Tehnică, București, 1975.
- [2] Marinescu, R., Crăciunescu, G. Metodă de ajustare a coeficientului de temperatură pentru controlul de temperatură LM 3911, sesiunea științifică a cercurilor studențești, I.P.B. 1979.
- [3] Dragomirescu, M., Dragomirescu, O. Construcția și fiabilitatea aparatului radiotehnice. I.P.B. 1977.

CZ 621.318.73

Aparat pentru caracterizarea filtrelor active de ordinul II

ANCA MANUELA MANOLESCU, ANTON MANOLESCU, ADRIAN IZRAEL, LAURENȚIU MUNTEANU* — BUCUREȘTI

Introducere

În aparatura electronică actuală filtrele active realizate pe baza amplificatoarelor operaționale monolitice și a componentelor R și C de precizie, sînt larg utilizate. Pe lângă avantajele miniaturizării ele oferă și posibilitatea obținerii unor funcții de transfer de ordin superior cu caracteristici de modul sau fază foarte apropiate de cele calculate, elementele parazite avînd o pondere neînsemnată în gama frecvențelor audio. Obținerea unor rezultate performante impune însă, mai ales în cazul sintetizării lanțurilor de filtrare de ordin superior (Butterworth, Bessel, Cebîșev), acordul exact al celulelor elementare conform calculelor de proiectare, eliminîndu-se astfel dispersia inevitabilă a parametrilor componentelor. Tehnologia micro-electronică hibridă, în care rezistoarele circui-

telor sînt realizate cu straturi subțiri sau straturi groase, oferă avantaje deosebite din acest punct de vedere. Cum posibilitatea de ajustare a rezistoarelor peliculare ne permite atingerea unor valori dorite pentru acestea cu o precizie deosebit de bună (0,1% ... 0,01%) [1, 2] rămîne de rezolvat problema măsurării precise a parametrilor caracteristici ai acestor filtre. În cele ce urmează se va descrie construcția unui aparat pentru caracterizarea și realizarea filtrelor active de ordinul al II-lea, realizat în laboratorul de circuite microelectronice din Institutul politehnic — București.

1. Caracterizarea filtrelor active de ordinul II

După cum se știe filtrele active de ordinul al II-lea sînt caracterizate printr-o funcție de transfer $H(s)$ avînd la numitor un pol pătratic (fig. 1) [3, 4, 5].

Principalele tipuri de filtre, trece sus, trece bandă și trece jos se deosebesc după cum numă-

* Institutul politehnic — București.

FILTRE ACTIVE DE ORDINUL II
COMPONENTE ELECTRONICE

rătorul are două, unul, sau nici un zero. Se observă, că în afara constantei H_0 (factor de scală), care determină cîștigul filtrului în banda de trecere, comportarea filtrelor de ordinul al II-lea poate fi unic determinată prin cunoașterea celor doi parametri: frecvența de frîngere $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$ și factorul de calitate $Q = 1/2 \cdot \zeta$. Măsurarea exactă a acestor două mărimi este posibilă, în principiu, prin mai multe metode:

a — prin metode indirecte pornind de la măsurarea experimentală a valorii componentelor R și C (care în cazul filtrelor active determină cu bună precizie comportarea în frecvență) și calculînd după aceea, conform configurației particulare a filtrului folosit, mărimile de interes ω_c și Q . Este ușor de văzut că aceste metode sînt laborioase și greoaie de folosit, mai ales în cadrul unei producții de serie de filtre active;

b — prin determinarea răspunsului filtrelor în regim sinusoidal staționar caz în care se ridică punct cu punct caracteristica amplitudine — frecvență sau fază — frecvență a filtrelor, atunci cînd acestea sînt excitate cu semnal de măsură sinusoidal; metoda are avantajul de a da o informație exactă asupra proprietăților întregului bloc măsurat, dar continuă a cere un timp foarte lung pentru obținerea rezultatelor.

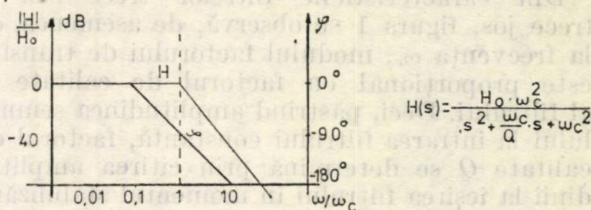
c — prin determinarea răspunsului filtrelor în regim tranzitoriu caz în care, pentru micșorarea extremă a timpului necesar măsurării, se aplică la intrarea filtrului un semnal cu spectru larg de frecvențe (de exemplu impulsul treaptă), parametrii de interes ai filtrului determinîndu-se din măsurarea unor caracteristici ai răspunsului la ieșire; se cîștigă un timp prețios la măsură, fără a se strica cu nimic precizia, fapt ce a determinat folosirea acestei metode în ultimii ani chiar la scară industrială pentru determinarea parametrilor circuitelor oscilante [6] sau a filtrelor tip trece bandă [7] de ordinul II; dezavantajul metodei este dat de imposibilitatea practică de a fi folosit și pentru filtrele trece sus și trece jos, la care răspunsul tranzitoriu conține într-o formă implicită cei doi parametri Q și ω_c .

Pornind de la aceste date inițiale s-a căutat să se dezvolte o metodă de măsură generală pentru filtrele de ordinul al II-lea, care să ofere, alături de o precizie ridicată, și un timp minim de măsură, răspunzînd astfel mai mult cerințelor producției de filtre active în tehnologie hibridă, decît metodele cunoscute pînă în prezent.

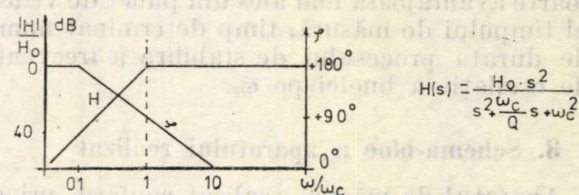
2. Principiul de măsurare

Așa cum se observă și din figura 1, la frecvența de frîngere ω_c toate cele trei tipuri de filtre prezintă un defazaj al semnalului de răspuns

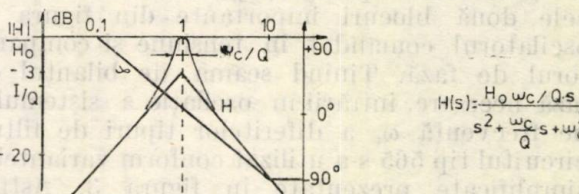
în regim sinusoidal de o valoare particulară ($+90^\circ$ la FTS, 0° la FTB și -90° la FTS), curba de fază $\varphi(\omega)$ avînd în acest punct $\omega = \omega_c$ o pantă dependentă de factorul de calitate al



a. FILTRU TRECE JOS



b. Filtru trece-sus



c Filtru trece banda

Fig. 1. Diagramele Bode ale unor filtre de ordinul al II-lea.

filtrelor [4]. Pornind de la această observație se poate imagina următorul principiu de măsură (fig. 2). Un oscilator a cărui frecvență este comandată printr-o tensiune (O.C.T.) alimen-

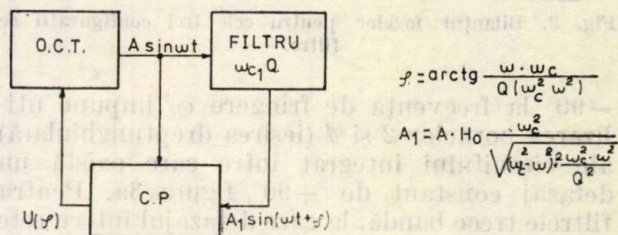


Fig. 2. Principiul de măsură.

tează intrarea filtrului de măsurat, dar și intrarea de referință a unui comparator de fază (C.P.). Semnalul de eroare rezultat la ieșirea sa reprezintă semnalul de comandă a frecvenței oscilatorului, sistemul ajungînd într-o stare de echilibru (frecvența constantă) numai atunci cînd este îndeplinit bilanțul fazelor.

Măsurarea acestei frecvențe ne va permite cunoașterea lui ω_c al filtrului, cu condiția ca bucla de reacție să asigure defazajul necesar fiecărui tip de filtru.

Din caracteristicile filtrelor trece sus și trece jos, figura 1 se observă, de asemenea, că la frecvența ω_c , modulul factorului de transfer este proporțional cu factorul de calitate Q al filtrului. Deci, păstrind amplitudinea semnalului la intrarea filtrului constantă, factorul de calitate Q se determină prin citirea amplitudinii la ieșirea filtrului în momentul stabilizării frecvenței de oscilație.

Din prezentarea succintă făcută mai sus se observă că metoda de măsură expusă este foarte avantajoasă mai ales din punct de vedere al timpului de măsură, timp determinat numai de durata procesului de stabilire a frecvenței de oscilație a buclei pe ω_c .

3. Schema-bloc a aparatului realizat

Aparatul de măsură realizat conform principiului de măsură enunțat are la bază circuitul integrat PLL tip 565 [8], circuit care oferă cele două blocuri importante din figura 2, oscilatorul comandat în tensiune și comparatorul de fază. Ținând seama de bilanțul de fază necesare, intrării în oscilație a sistemului pe frecvență ω_c a diferitelor tipuri de filtre, circuitul tip 565 s-a utilizat conform variantelor simplificate prezentate în figura 3. Astfel, pentru filtrele trece jos, defazajul intern de

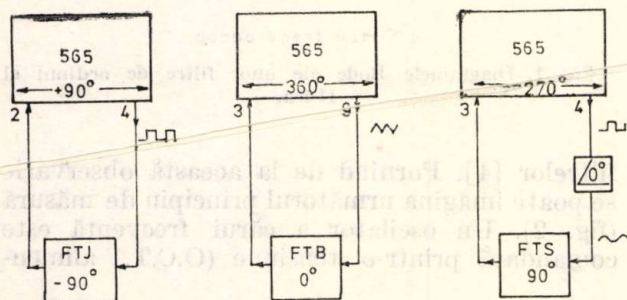


Fig. 3. Bilanțul fazelor pentru cele trei configurații de filtre.

-90° la frecvența de frângere ω_c impune utilizarea bornelor 2 și 4 (ieșirea dreptunghiulară) ale circuitului integrat între care există un defazaj constant de $+90^\circ$, figura 3a. Pentru filtrele trece bandă, la care defazajul intern este 0° la frecvența centrală ω_c , se folosesc bornele 3 și 9 (ieșirea triunghiulară) ale circuitului integrat, între care defazajul este de 360° , figura 3b. În sfârșit, pentru filtrele trece sus, care oferă un defazaj de $+90^\circ$ la ω_c , sînt folosite bornele 3 și 4 ale circuitului integrat între care defazajul este de 270° . În acest caz datorită sensibilității filtrului trece sus la componentele spectrale de frecvențe ridicate ale semnalului dreptunghiular, este necesară introducerea unui

bloc formator de semnal sinusoidal, fără a schimba însă defazajul buclei, figura 3c.

Pentru necesitățile producției de serie de filtre active este util ca aparatul de măsură propriu-zis să fie completat prin adăugarea unor blocuri suplimentare, figura 4. Astfel, în afara blocului de măsură I a frecvențelor de frângere a celor trei tipuri de filtre, aparatul realizat mai conține un bloc de afișare numerică, II a frecvenței de frângere f_c și a factorului de calitate Q . Al treilea bloc al aparatului permite compararea valorilor măsurate cu două mărimi de referință programate pe aparat, corespunzând unui filtru perfect realizat. Semnalele de eroare rezultate sînt indicate (la scară logaritmică) direct pe aparat, servind în același timp și la efectuarea comenzilor de reglaj necesare.

Pentru exemplificare se va considera cazul utilizării aparatului pentru măsurarea și reglarea unui lot de filtre active ale căror rezistoare sînt realizate cu straturi subțiri, fiind posibilă ajustarea lor (numai în sens crescător) pînă la atingerea valorilor corespunzătoare obținerii parametrilor f_c și Q doriți. Fiind asigurați că valorile inițiale ale celor două rezistoare sînt sigur mai mici decît cele finale, procesul de ajustare se poate conduce automat conform organigramei din figura 5. Impulsurile

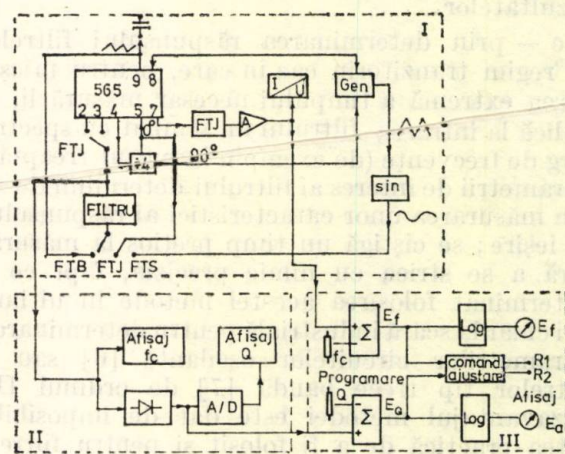


Fig. 4. Schema-bloc a aparatului realizat.

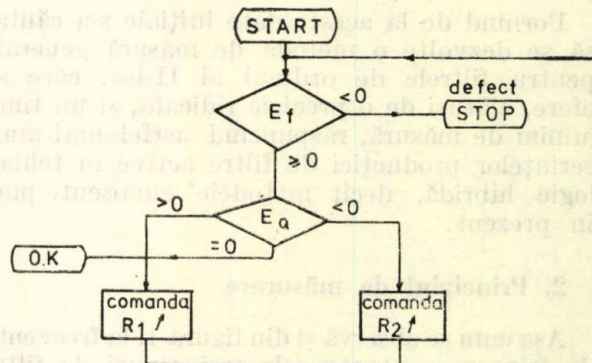


Fig. 5. Organigrama procesului de ajustare.

de ajustare sint aplicate alternativ rezistorului R_1 sau R_2 ale filtrului în funcție de semnul erorii factorului de calitate Q . Procesul de reglaj continuă pînă cînd eroarea de frecvență devine neglijabilă.

4. Concluzii

Aparatul realizat conform schemei-bloc detaliate din figura 4 permite măsurarea celor doi parametri importanți ai filtrelor FTJ , FTB și FTS de ordinul al II-lea (cu excepția factorului de calitate al FTB , care nu se poate determina prin aceeași metodă). Aparatul permite măsurarea frecvențelor cuprinse între 1 și 10 kHz, cu o eroare de 10^{-3} și a factorilor de calitate mai mari de 0,6, cu o eroare de 10^{-3} . Pentru factorii de calitate sub 0,6 eroarea crește de la 10^{-2} . Timpul de repetare a unei măsurători este de ordinul a 20 ms, ceea ce permite aplicarea unor impulsuri de reglaj cu frecvență maximă de 30 Hz, asigurîndu-se astfel un timp de ajustare mic, de ordinul $1 \div 2$ s.

Aparatul afișează în permanență digital frecvența actuală și factorul de calitate și analogic, la scară logaritmică, erorile față de parametrii etalon programați.

Aparatul este realizat în întregime cu componente electronice autohtone de performanță medie. Limitele de funcționare și precizia pot fi extinse pe baza principiilor prezentate dacă se utilizează în unele blocuri componente mai performante.

Bibliografie

- [1] Manolescu, A.M. Tehnologii și materiale folosite pentru realizarea circuitelor integrate cu straturi subțiri. În: *Automatica și Electronica*, vol. 17, nr. 1, 1973.
- [2] Manolescu, A.M. Circuite integrate hibride cu straturi groase, *Electrotehnica, electronica și automatica*, vol. 19, nr. 2, 1975.
- [3] Graeme, I.G., Tobey, G.F. *Operațional amplifiers*, Mc. Graw Hill, 1971.
- [4] Gazin, J.F. *Filtres actifs & amplificateurs operationnels*, Thomson, C.S.F., 1974.
- [5] Manolescu, A.M., Manolescu, A. Circuite integrate liniare, Litografia I.P.B. în curs de apariție.
- [6] Pintilie, V., Roditis, R., *Q-metru digital*, Proiect de diplomă 1979, I.P.B.
- [7] Manolescu, A., Manolescu, A.M., Burileanu, C., Pintilie, V., Roditis, R. Aparat pentru ajustarea funcțională a filtrelor trece bandă, *Cercetări în tehnologie electronică și fiabilitate*, Ed. didactică și pedagogică, 1981.
- [8] * * * Manual de aplicații Q-metru digital Rhode & Schwarz, QDM — BN 36711, 1977.

CZ 535.7

CONDUCTANȚA MUTUALĂ
SURSĂ PROGRAMATĂ
MĂSURARE AUTOMATĂ

Măsurarea în ciclu automat a conductanței mutuale la tranzistoarele MOS

VIOREL POPESCU, OVIDIU POPESCU, VIORICA POPESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Caracteristicile deosebite prezentate de tranzistoarele MOS — impedanță de intrare foarte mare, frecvență mare de lucru, factor de zgomot mic la frecvență înaltă etc., le-au impus ca o categorie distinctă și importantă de dispozitive în producția curentă de componente semiconductoare a firmelor producătoare.

Problema caracterizării lor automată atît din punct de vedere a parametrilor de curent continuu, cît și a celor de curent alternativ este de mare importanță pentru un nivel de producție ridicat.

Caracterizarea din punct de vedere static nu prezintă probleme deosebite pentru sistemele de sortare, configurațiile de măsură necesare diferitelor măsurători ale tranzistoarelor MOS adaptîndu-se perfect structurilor electrice

ale acestor sortatoare automate. Măsurarea parametrilor de semnal a fost, în general, rezolvată prin realizarea de aparate discrete pentru fiecare parametru în parte, aparate care se interfațează cu sistemele automate specifice cărora le transmit în formă binară rezultatele măsurătorilor lor. Cel mai important parametru de semnal al tranzistoarelor MOS este conductanța mutuală (panta), g_m .

Lucrarea abordează posibilitățile de măsurare automată a pantei g_m la tranzistoarele MOS, dînd și un exemplu de realizare practică.

1. Principiul de măsură a conductanței mutuale g_m

Conductanța mutuală la dispozitivele MOS se definește ca :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS} = \text{const}} \quad (1)$$

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

și, bineînțeles variază cu punctul static de funcționare ales. Relația (1) sugerează schema de măsurare a g_m prezentată în figura 1.

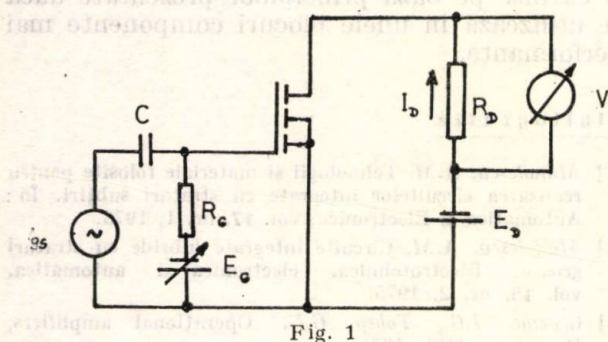


Fig. 1

Polarizarea tranzistorului în punctul de funcționare dorit (V_{DS} și I_D doriti) se face prin intermediul celor două surse E_D și E_G . Variația tensiunii de grilă se obține prin aplicarea unui semnal V_{gs} de la un generator sinusoidal cu frecvență fixă (în general se măsoară la $f = 1$ kHz).

Întrucât R_D este fixă voltmetrul V va da o indicație proporțională cu variația lui I_D . Pentru asigurarea condițiilor de scurtcircuit la ieșire valoarea rezistenței R_D trebuie să fie mică față de impedanța de ieșire a MOS.

Dacă amplitudinea semnalului de intrare V_{gs} îndeplinește condițiile de semnal mic înlocuind în relația (1)

$$\partial I_D = \frac{V_a}{R_D} \quad (2)$$

și:

$$\partial V_{GS} = V_{gs}, \quad (3)$$

se obține, pentru g_m :

$$g_m = \frac{V_a}{V_{gs} R_D} = \frac{1}{R_D \cdot V_{gs}} \cdot V_a = K \cdot V_a \quad (4)$$

unde V_a este amplitudinea semnalului cules pe rezistența R_D . Rezultă că g_m este proporțională cu variația tensiunii de pe rezistența R_D , deci cu indicația voltmetrului V .

2. Măsurarea conductanței mutuale g_m în regim automat:

Întrucât caracteristicile tranzistoarelor diferă de la un tranzistor la altul ar însemna ca la fiecare tranzistor să fie modificată E_G pentru a-l aduce în punctul de funcționare dorit, ceea ce ar face imposibilă încadrarea măsurărilor de g_m într-un ciclu de măsură automat.

Acest inconvenient este înlăturat de un circuit de polarizare care forțează tranzistorul în punctul de funcționare dorit indiferent de împrăștierea lui V_{GS} .

Schema de principiu a circuitului de polarizare automată este prezentată în figura 2.

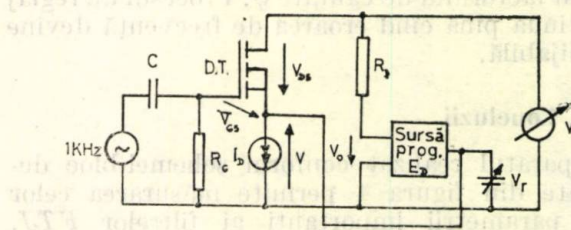


Fig. 2

Stabilirea curentului I_D se face din generatorul de curent I_D iar valoarea tensiunii U_{DS} se realizează automat cu sursa programabilă „ E_D ” care primește pe referință o tensiune cu o componentă proporțională cu tensiunea U_{GS} a dispozitivului testat (DT). Schema generatorului de tensiune este prezentată în figura 3.

Între cele trei tensiuni V_0 , V_r și V există următoarea relație:

$$\frac{V_0}{R_1} + \frac{V_r}{R_2} + \frac{V}{R_3} = 0, \quad (5)$$

unde V_0 este tensiunea de ieșire a sursei iar V_r și V două tensiuni de referință.

Dacă:

$$R_1 = R_2 = R_3, \quad (6)$$

atunci:

$$V_0 = -(V_r + V). \quad (7)$$

Din figura 2 se poate deduce ușor că:

$$V_0 = R_D \cdot I_D + V_{DS} - V, \quad (8)$$

în plus:

$$V = V_{GS}. \quad (9)$$

Din (7) și (8), scăzînd termen cu termen, se obține:

$$0 = R_D I_D + V_{DS} + V_r, \quad (10)$$

sau:

$$V_{DS} = -V_r + R_D I_D. \quad (11)$$

Relația (11) arată că V_{DS} este constantă și poate chiar fi programată dacă se programează V_r .

În plus se observă că V_{DS} nu este afectată de valoarea V (adică V_{GS}), variația punctului de funcționare datorată împrăștierei lui V_{GS} fiind în întregime preluată de V_0 , așa cum reiese din relația (8).

Schema generatorului de curent este prezentată în figura 4.

Observînd că la intrarea amplificatorului operațional există un punct de masă virtual, putem scrie:

$$\frac{I_0 R_R}{R_1} = \frac{V_r}{R_2}, \quad (12)$$

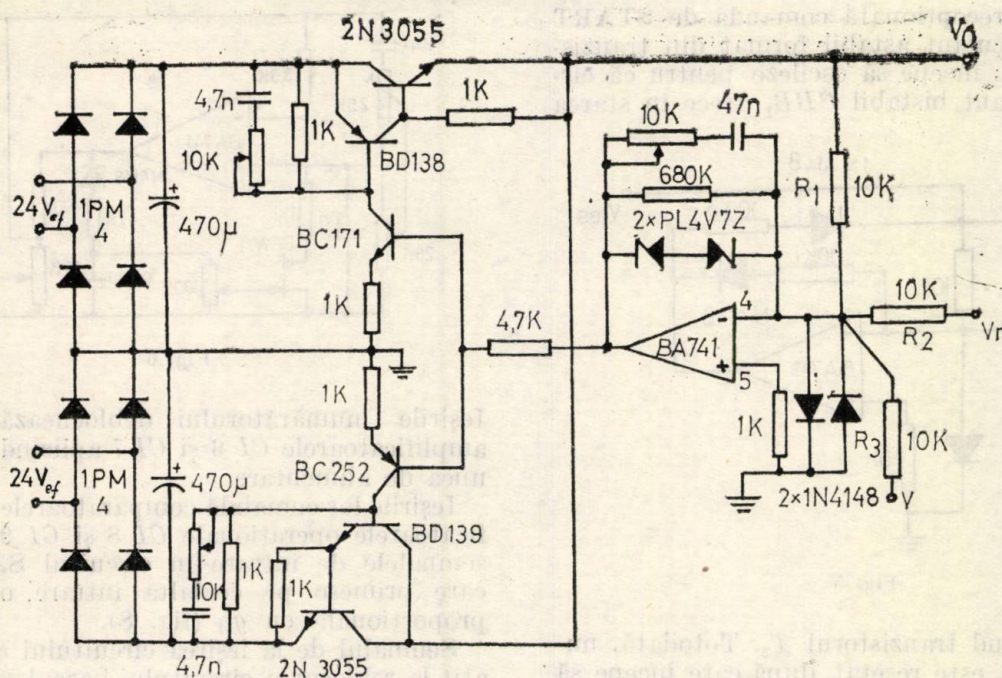


Fig. 3

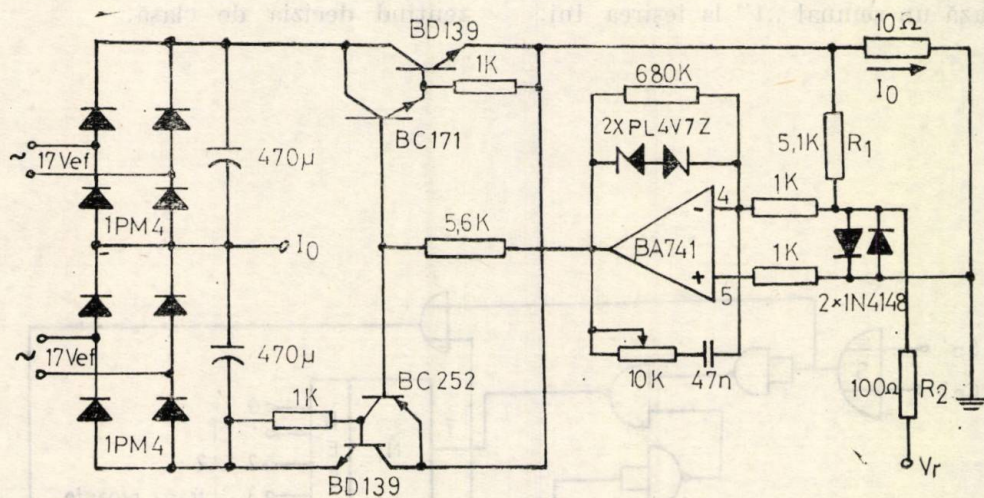


Fig. 4

adică :

$$I_0 = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{R_R} \cdot V_r. \quad (13)$$

Deci, programind V_r se poate programa I_0 .

Sistemul automat de măsură a parametrilor statici cu care este cuplat aparatul poate oferi cele două referințe (una pentru sursa de tensiune și alta pentru cea de curent) programabile. Măsurarea tensiunii V_d de pe rezistența R_d se face cu ajutorul unui detector de vîrf a cărui schemă este dată în figura 5.

Valoarea de vîrf este apoi comparată prin intermediul unui circuit de comparare cu va-

loarea stabilită prin program de către sistemul automat de măsură a parametrilor statici și se ia decizie asupra valorii lui g_m .

Schema generatorului de semnal e prezentată în figura 6.

Este vorba despre un generator sinusoidal în punte Wien cu amplificator operațional.

Stabilizarea amplitudinii semnalului de ieșire se face cu tranzistorul cu efect de cîmp T_1 , montat ca rezistență variabilă în brațul punții.

Schema logică de interfață cu sistemul automat de sortare parametri statici este prezentă în figura 7.

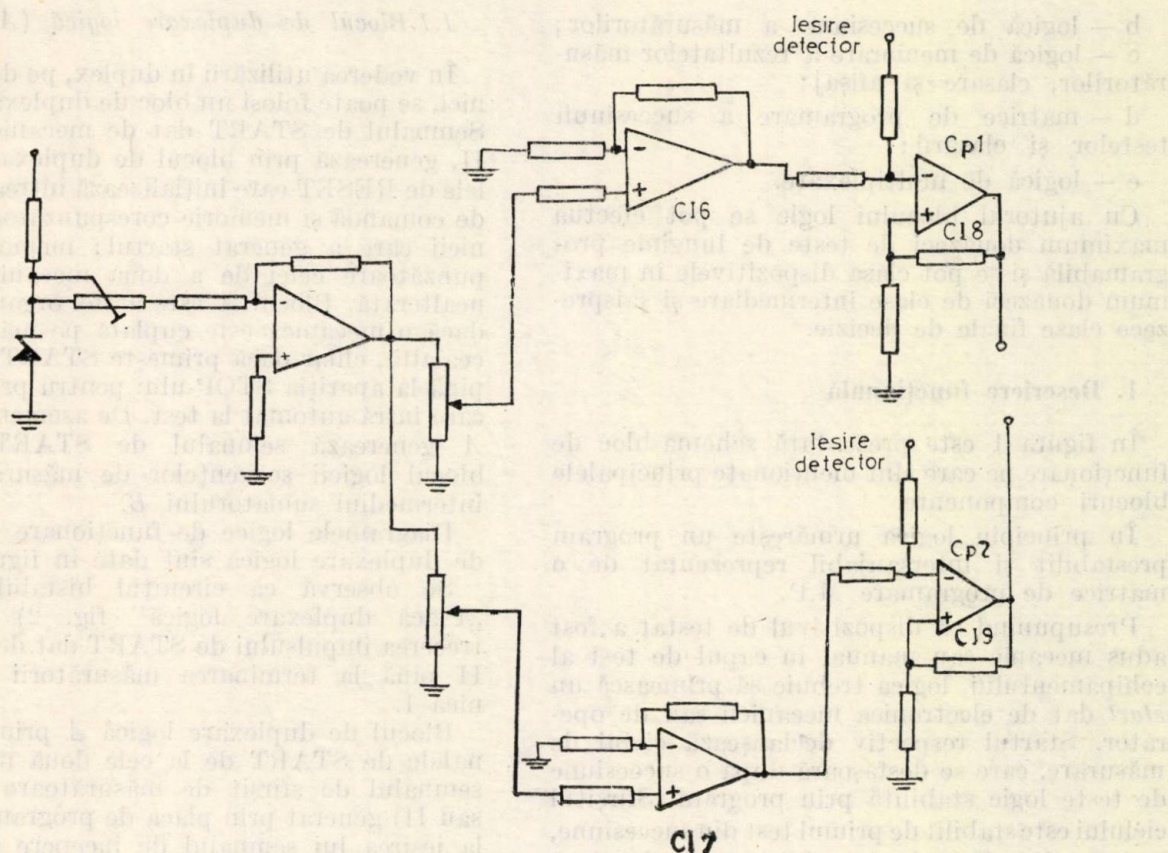


Fig. 8

Bibliografie

- [1] Stere, R., Ristea, I., Bodea, M. Tranzistoare cu efect de cimp, Ed. tehnică — București 1972.
- [2] * * * D.C. Power Supply Handbook Hewlett Packard, Application Note 90 A.

- [3] Gazin, J.F. Les amplificateurs operationels, Manuel d'applications CIL Thomson — CSF 1974.
- [4] Barna, A., Porat, D.I. Integrated circuits in digital electronics. John Wiley & Sons New-York.
- [5] Popescu O., Bușe, M., Codreanu, N. Instalație automată pentru sortarea finală a dispozitivelor semiconductoare discrete. Brevet nr. 75.646 valabil de la 06.04.1979.

CZ 621.39

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
BLOC LOGIC
AUTOMATE DE SORTARE

Bloc logic pentru automatele de sortare finală a dispozitivelor semiconductoare

OVIDIU POPESCU, MARCU BUȘE, NIȚĂ CODREANU, VIORICA POPESCU VIOREL, FOFESCU* — EUCUREȘTI

Introducere

Numărul mare de parametri ce trebuie măsurați pentru caracterizarea fiecărui dispozitiv în parte, precum și nivelul mare al producției ce trebuie realizată, obligă întreprinderile producătoare de componente semiconductoare să

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

introducă pe scară largă măsurarea în ciclu automat a produselor lor.

Lucrarea propune un „Bloc logic”, conceput pentru a fi utilizat la partea de comandă și control a oricărui sortator automat pentru dispozitive semiconductoare.

Blocul logic pentru automatele de sortare dispozitive semiconductoare este format din:

a — logică de comandă și temporizare a măsurătorilor;

- b — logică de succesiune a măsurătorilor;
- c — logică de memorare a rezultatelor măsurătorilor, clasare și afișaj;
- d — matrice de programare a succesiunii testelor și clasării;
- e — logică de multiplexare.

Cu ajutorul blocului logic se pot efectua maximum douăzeci de teste de lungime programabilă și se pot clasa dispozitivele în maximum douăzeci de clase intermediare și șaisprezece clase finale de decizie.

1. Descriere funcțională

În figura 1 este prezentată schema-bloc de funcționare pe care sînt menționate principalele blocuri componente.

În principiu logica urmărește un program prestabilit și interșanjabil reprezentat de o matrice de programare M.P.

Presupunind că dispozitivul de testat a fost adus mecanic sau manual în capul de test al echipamentului, logica trebuie să primească un *start* dat de electronica mecanicii sau de operator. Startul respectiv declanșează ciclul de măsurare, care se desfășoară după o succesiune de teste logic stabilită prin program. Sfîrșitul ciclului este stabilit de primul test din succesiune, la care dispozitivul este defect sau de clasa finală, care poate fi bună sau de căderi.

Pentru înțelegerea funcționării de ansamblu se face o prezentare pe blocuri componente.

1.1. Blocul de duplexare logică (A) (fig. 2)

În vederea utilizării în duplex, pe două mecanici, se poate folosi un bloc de duplexare logică. Semnalul de START dat de mecanica I sau II, generează prin blocul de duplexare semnalele de RESET care inițializează întreaga logică de comandă și memorie corespunzătoare mecanicii care a generat startul; memoria corespunzătoare celei de a doua mecanici rămîne nealterată. Blocul A este astfel organizat încît dacă o mecanică este cuplată pe măsurătoare, cealaltă, chiar dacă primește START, așteaptă pînă la apariția STOP-ului pentru prima, după care intră automat la test. De asemenea, blocul A generează semnalul de START, pentru blocul logicii secvențelor de măsură, C prin intermediul sumatorului B.

Diagramele logice de funcționare a blocului de duplexare logică sînt date în figura 3.

Se observă că circuitul bistabil C (vezi „Placă duplexare logică” fig. 2) blochează trecerea impulsului de START dat de mecanica II pînă la terminarea măsurătorii pe mecanica I.

Blocul de duplexare logică A primește semnalele de START de la cele două mecanici și semnalul de sfîrșit de măsurătoare (STOP I sau II) generat prin placa de program, formînd la ieșirea lui semnalul de începere a măsurătorii, START, semnalele de INSCRIERE I, INSCRIERE II, STERGE I, STERGE II, necesare blocului de contabilizare a rezultatelor F, precum și semnalele de RESET.

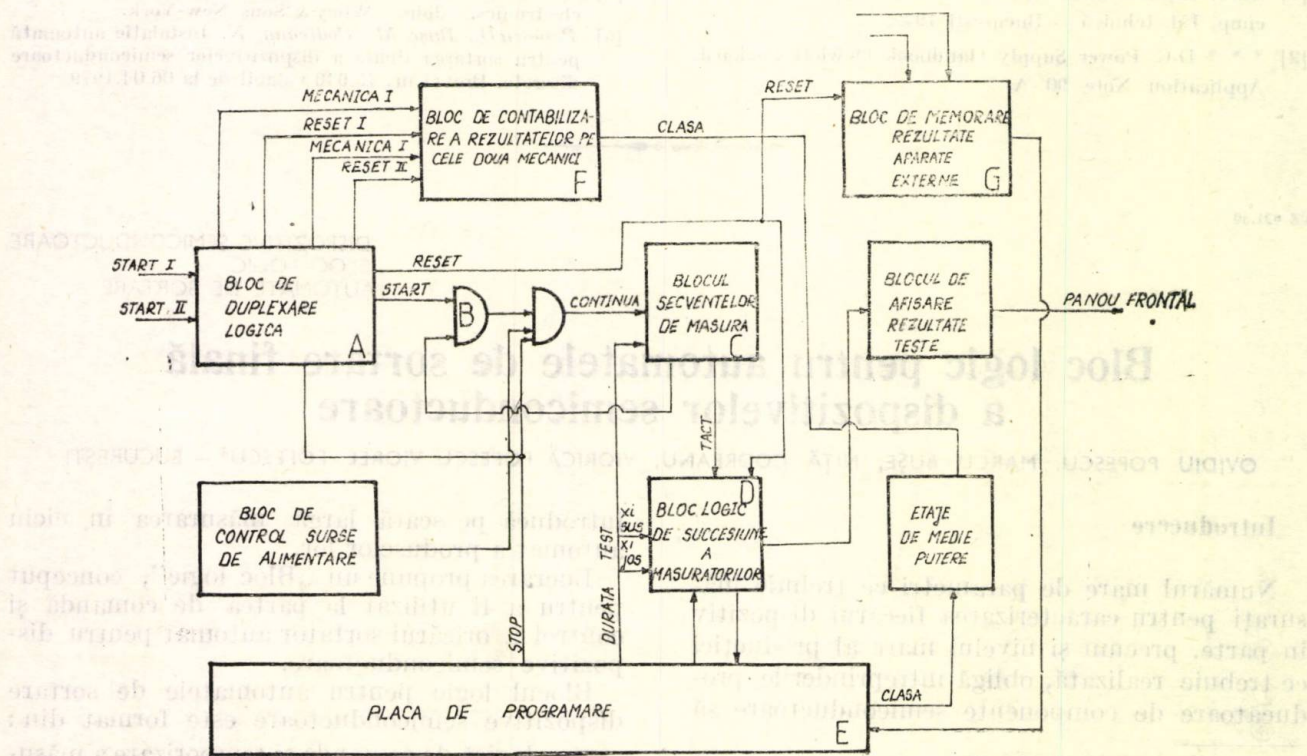


Fig. 1

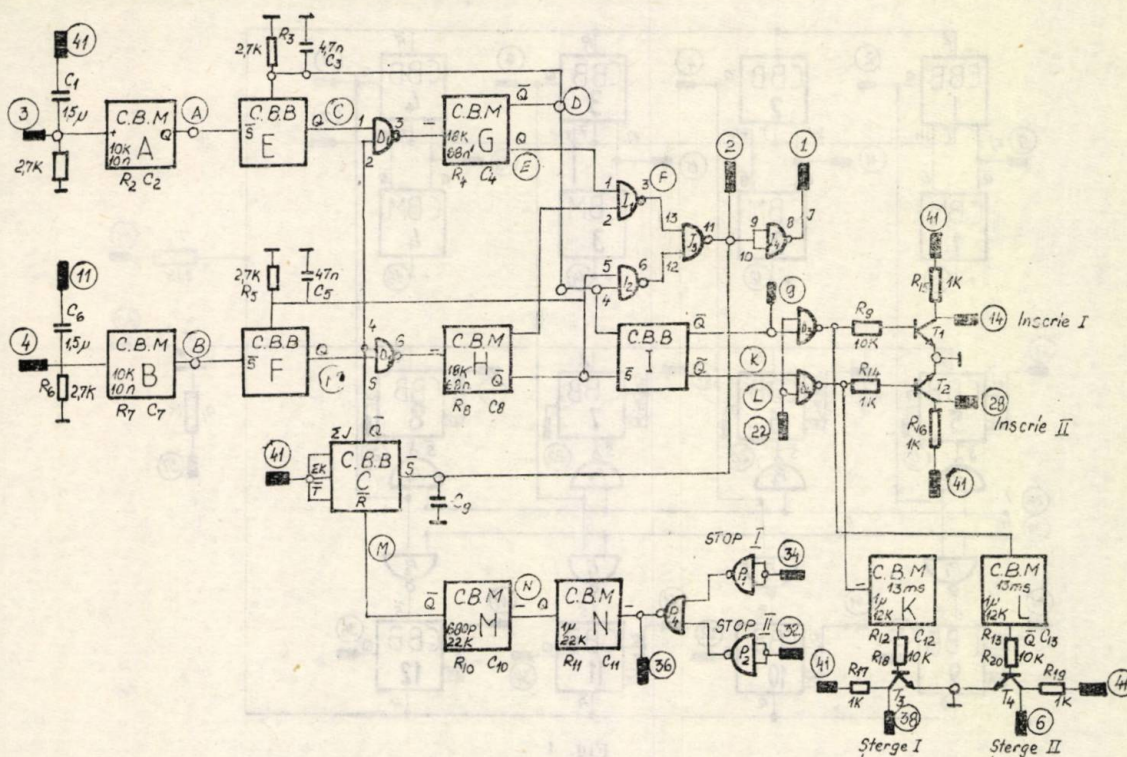
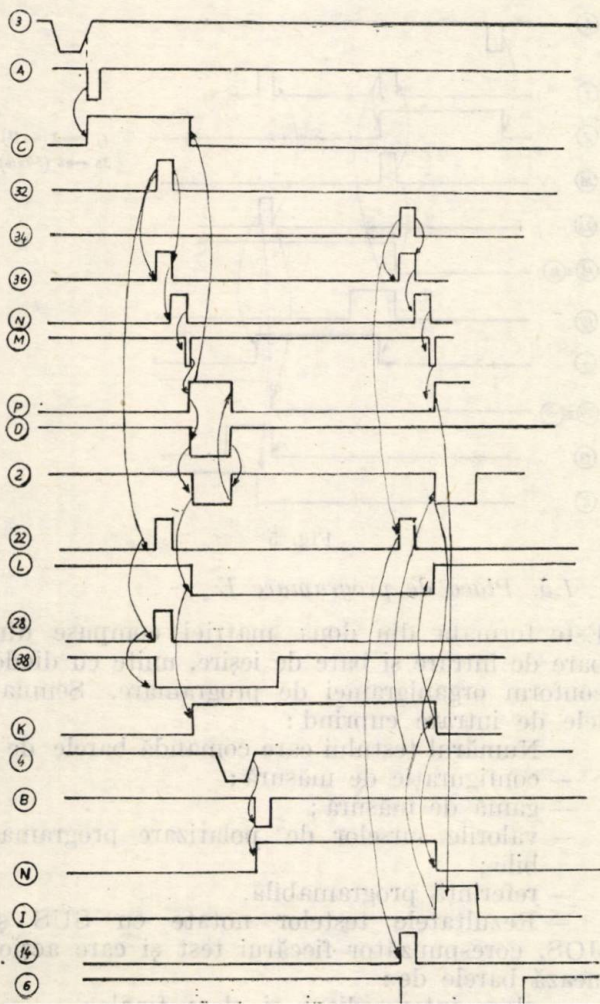


Fig. 2



1.2. Blocul secvențelor de măsură (logică de comandă și temporizare a măsurătorilor) C, în urma startului dat de blocul A, care crează timpuri necesari realizării unui test din program. De fapt, realizează două întârzieri, una pentru punerea releelor de configurație, după care se poate aplica o singură polarizare; a doua întârziere permite comanda de deblocare pentru a doua polarizare. O nouă temporizare programabilă ca durată asigură intervalul de efectuare propriu-zisă a testului. Ultima temporizare se referă la timpul de citire a rezultatelor testului. Logica având la bază principiul „go-no-go” rezultatul va fi la nivelul logic 1 (sus) sau 0 (jos). Semnalul de citire constituie și semnalul de TACT pentru blocul de succesiune a măsurătorilor. De asemenea, blocul C generează semnalul de CONTINUĂ care permite reluarea secvenței de temporizare pentru testul următor etc. Apariția semnalului de STOP format în matricea de programare închide bucla de reluare a secvențelor de temporizare, ciclul de măsurare fiind practic terminat.

1.3. Blocul logic de succesiune a măsurătorilor D, (fig. 4), permite trecerea de la un test la următorul, conform programării. În figura 4 se prezintă schema unei logici de succesiune a testelor și de memorare a rezultatelor organizată pe seturi de 4 teste. Fiecărui test îi corespunde un grup de preluare a testului următor, compus dintr-un monostabil, un bistabil și un grup

Fig. 3

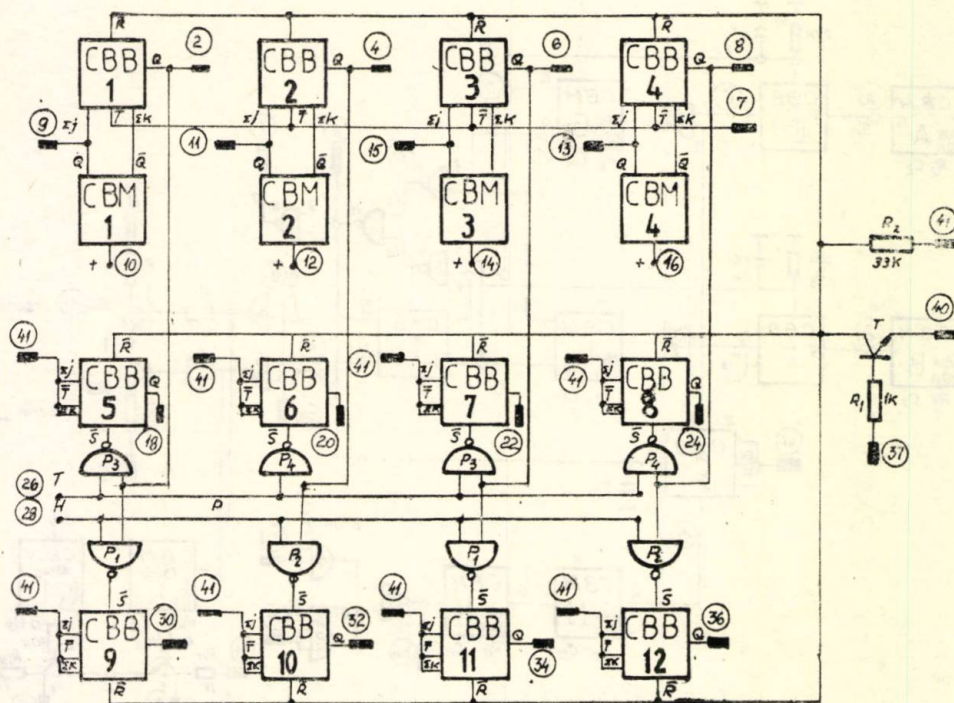


Fig. 4

de qistabile de memorare a rezultatelor in curs, care sint încărcate pe baza semnalelor de „sus” și „jos” din blocul de măsură.

În figura 5 este reprezentată diagrama logică de funcționare a schemei din figura 4.

Cazul în discuție se referă la un program în care răspunsul blocului la măsurătoarea 1 este „jos” caz în care trebuie să urmeze măsurătoarea 3 la care răspunsul nanoampermetrului este sus; urmează măsurătoarea 4 ș.a.m.d.

1.4. Blocul de contabilizare a rezultatelor (memorare rezultate, clasare și afișaj) *F*, (fig. 6), cuprinde memorii de clase și comenzile pentru afișaj, care poate fi realizat cu numărătoare electromecanice.

În punctul 10 vine decizia de clasă, în punctul 2, se aplică comenzile de înscriere pentru mecanica I și respectiv II, în punctul 6 comenzile de ștergere pe una din mecanici. Din 12 și 14, 16, 18 se culeg comenzile pentru becurile de clase, iar în 20, 22, 24, 26 comenzile pentru numărătoare.

În figura 7 sint reprezentate diagramele logice de funcționare a schemei din figura 6, în condițiile în care decizia de clasă este luată pentru Cl. 1.

Semnalul de START generează semnalul de ștergere a rezultatelor măsurătorii anterioare (RESET, pct. 4) iar după o nouă decizie de clasă numărătoarele și becurile înscriu rezultatul (comenzile sint active pe nivelul „O” lic)og.

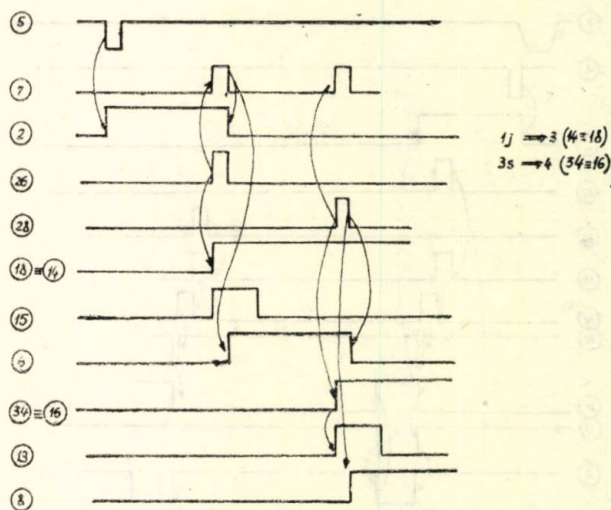


Fig. 5

1.5. Placa de programare *E*

Este formată din două matrici compuse din bare de intrare și bare de ieșire, unite cu diode conform organigramei de programare. Semnalele de intrare cuprind:

- Numărul testului care comandă barele de :
- configurație de măsură ;
- gamă de măsură ;
- valorile surselor de polarizare programabile ;
- referință programabilă.

— Rezultatele testelor notate cu SUS și JOS, corespunzător fiecărui test și care acționează barele de :

- clase intermediare și clase finale ;

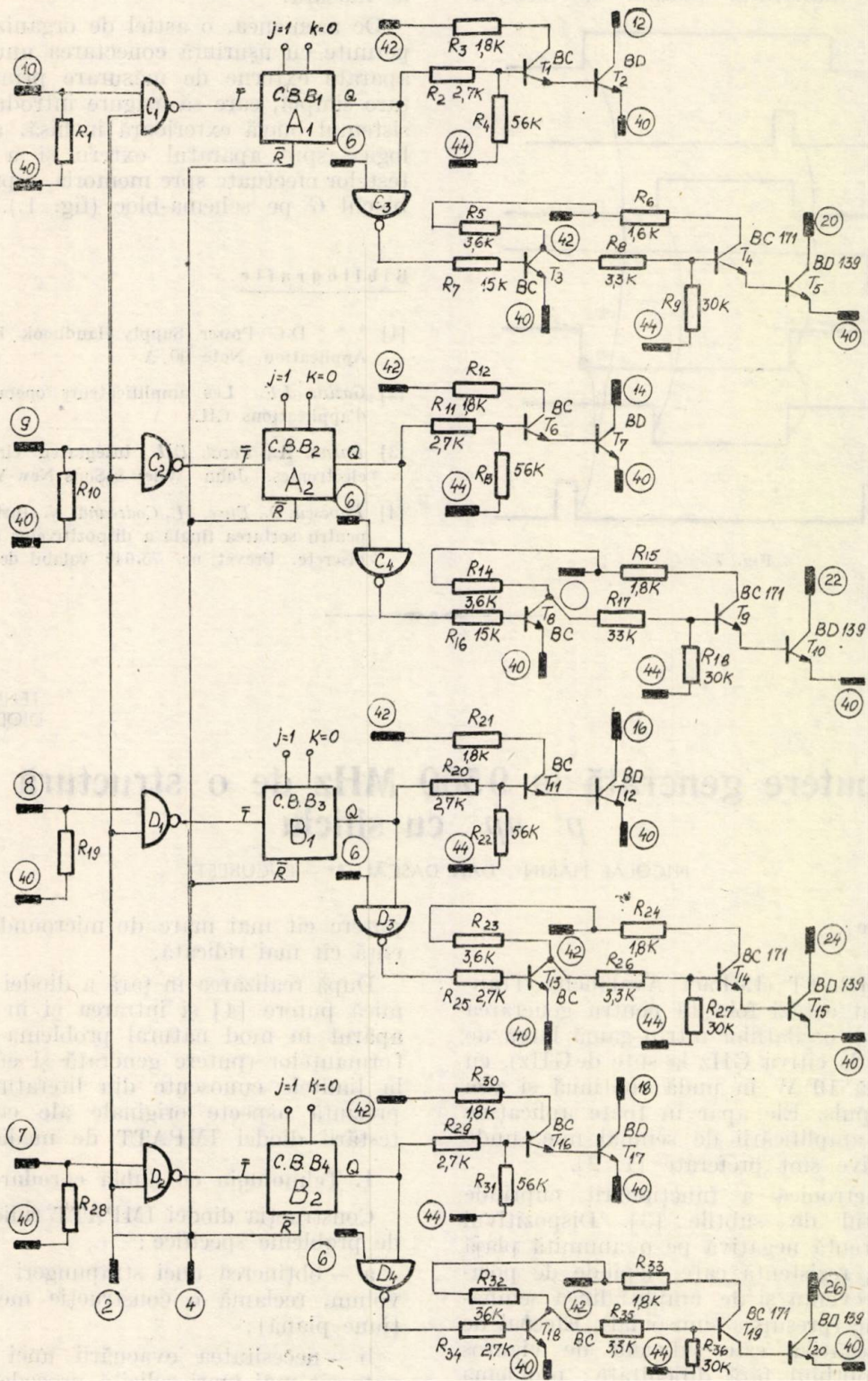


Fig. 6

- sfârşit de ciclu de măsurare;
- inker (pentru testare pe plachetă).

Logica prezentată permite alegerea după necesităţi a numărului maxim de teste, a

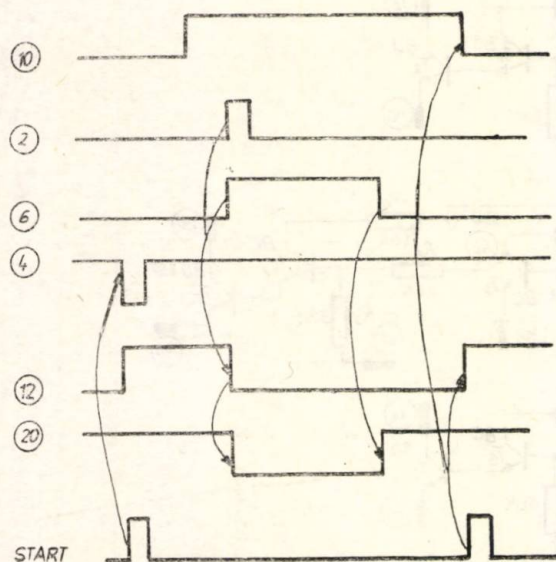


Fig. 7

numărului de clase intermediare şi finale, a numărului de configuraţii de măsură, precum şi a numărului de game de măsură pentru blocul de măsură.

De asemenea, o astfel de organizare a logicii permite cu uşurinţă conectarea unui număr de aparate externe de măsurare printr-o interfaţă simplă, care să asigure introducerea, după sistemul buclă exterioară închisă, a semnalelor logice spre aparatul extern şi a rezultatelor testelor efectuate spre memoria, reprezentată de blocul *G* pe schema-bloc (fig. 1.).

Bibliografie

- [1] * * * D.C. Power Supply Handbook. Hewlett-Packard Application. Note 90 A.
- [2] Gazin, J.F. Les amplificateurs operationels. Manuel d'applications CIL.
- [3] Barna, A., Porat, D.I. Integrated circuits in digital electronics. John Wiley & Sons New-York.
- [4] Popescu, O., Buşe, M., Codreanu, N., Instalaţie automată pentru sortarea finală a dispozitivelor semiconductoare discrete. Brevet nr. 75.646 valabil de la 06.04.1979.

CZ 621.385

TEHNOLOGIE MESA
DIODE IMPATT

1 W putere generată la 9500 MHz de o structură unică $p^+ np^+$ cu siliciu

NICOLAE MARIN*, DAN DASCĂLU** — BUCUREŞTI

Introducere

Diodele IMPATT (IMPact Avalanche Transit Time) sînt astăzi folosite pentru generarea şi amplificarea oscilaţiilor într-o gamă largă de frecvenţe (de la cîţiva GHz la sute de GHz), cu puteri pînă la 10 W în undă continuă şi zeci de W în impuls. Ele apar în toate aplicaţiile cu excepţia amplificării de semnal mic, unde alte dispozitive sînt preferate [1, 2].

Teoria electronică a funcţionării cuprinde aspecte destul de subtile [3]. Dispozitivul oferă o rezistenţă negativă pe o anumită plajă de frecvenţe, rezistenţă care depinde de polarizare, de frecvenţă şi de amplitudinea semnalului la borne (presupus sinusoidal). Efectul de rezistenţă negativă este suficient de viguros şi poate fi obţinut fără dificultate: problema constă în a fabrica diode care să furnizeze o

putere cit mai mare de microunde cu o eficienţă cit mai ridicată.

După realizarea în ţară a diodei IMPATT de mică putere [4] şi intrarea ei în fabricaţie, a apărut în mod natural problema mării performanţelor (putere generată şi eficienţă) pînă la limitele cunoscute din literatură. Lucrarea prezintă aspecte originale ale construcţiei şi testării diodei IMPATT de medie putere.

1. Tehnologia cu dublă corodare mesa

Construcţia diodei IMPATT ridică un număr de probleme specifice :

a — obţinerea unei străpungeri uniforme, de volum, reclamă o construcţie mesa (cu joncţiune plană);

b — necesitatea evacuării unei puteri disipate cit mai mari solicită procedee speciale de montaj (flip-chip sau cu microradiator);

c — obţinerea unei eficienţe ridicate necesită un profil de impurităţi special, bine controlat, de regulă un profil abrupt.

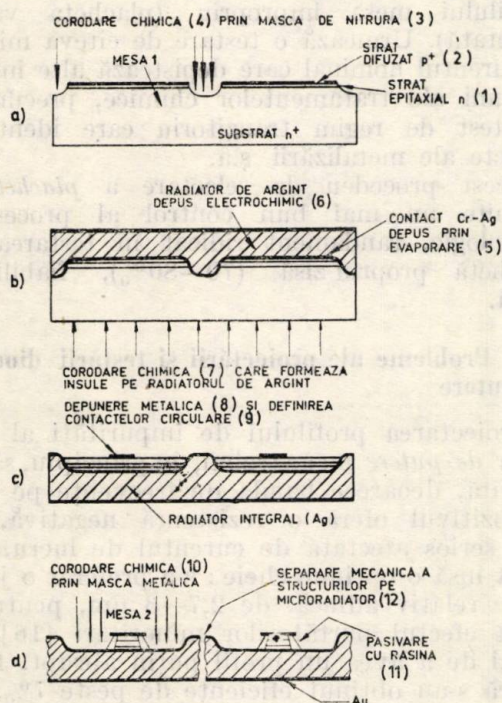
* Întreprinderea de piese radio şi semiconductoare — Bucureşti.

** Institutul politehnic — Bucureşti.

Tipul constructiv cel mai întâlnit este mesa epitaxial, cu radiator integral [5]. Dificultatea tehnologică majoră este legată aici de: utilizarea unui sistem special de metalizare, corodarea (chimică) mesa a structurii, depunerea electrochimică a radiatorului, cit și funcționarea la temperaturi ridicate reprezintă încercări severe. Cel mai răspândit este sistemul Ti—Pt—Au, cu radiator integral de Au. Profilele se obțin de regulă prin creșteri epitaxiale succesive sau prin implantare ionică.

Tehnologia descrisă aici rezolvă în mod original [6] problemele dificile ale obținerii unor diode IMPATT fiabile și performante în condiții de fabricație.

S-a ales cel mai obișnuit tip de diodă IMPATT cu siliciu: structura p^+nn^+ . S-a folosit tehnologia mesa epitaxială cu radiator integral [5] într-o variantă originală, caracterizată în principal de: dublă corodare mesa, sistem de metalizare Cr-Ag-Au cu radiator integral de Ag, joncțiune realizată prin difuzie. Procesul este ieftin, versatil și permite fabricarea de dispozitive performante [6–9]. El este ilustrat în figura 1. Se difuzează bor într-un strat epitaxial de tip n crescut pe o plachetă de 51 mm diametru. Se corodează structuri mesa de 1 mm diametru printr-o mască de nitrură de siliciu (fig. 1a și fig. 2a). Corodarea este selectivă (depinde de rezistivitatea Si) și se obține un profil mesa favorabil străpungerii în volum (fig. 2b) [10].



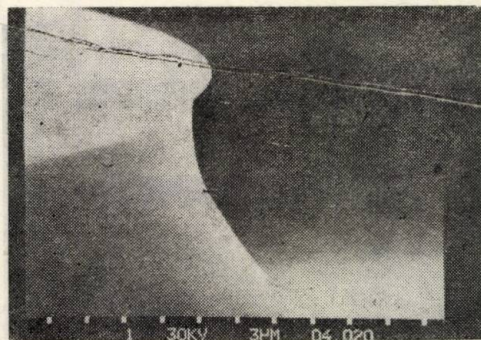
DESENUL NU ESTE LA SCARA
CIFRELE DIN PARANTEZE INDICĂ ORDINEA OPERATIILOR

Fig. 1

Se evaporă un contact Cr-Ag pe toată placheta și se depune electrochimic un strat de Ag de 80–100 μm : radiatorul integral (fig. 1 b). Placheta este subțiată pe fața n^+ (fig. 1 b) și se obțin insule de Si în depresiunile de pe



a



b

Fig. 2

radiatorul integral (fig. 1 c). Grosimea semiconductorului (de 10–30 μm) este reproductibilă pe plachetă și controlată cu precizie printr-un proces de corodare. Fragmentarea plachetei în insule evită spargerea acesteia datorită dilatării diferite în procesele termice [11, 12].

Pentru realizarea contactelor circulare (cu diametrul de 200 μm) pe substratul n^+ se utilizează o metalizare Cr-Ag-Au (fig. 1 c). Stratul de Au se crește electrochimic. El acționează drept mască în al doilea proces de corodare mesa (fig. 1 d). În această fază „placheta” (de fapt o folie de Ag) arată ca în figura 3a (micrografie SEM), iar dioda în sine ca în figurile 3b, și 3c arată un detaliu: profilul corodării mesa, cu un unghi favorabil la joncțiune [10, 13]. Dacă structura este foarte subțire și adine corodată sub contact (fig. 3d) atunci profilul de corodare devine nefavorabil străpungerii în volum, ceea ce se confirmă prin măsurători electrice (a se vedea și lucrarea [14]).

Pasivarea se face cu o rășină siliconică, individual (fig. 1d) sau pe toată placheta. Ea este suficientă pentru a face structurile rezistente la testele de șoc termic (de la 0°C/5 min la 100°C/5 min, de 15 ori), ciclare termică (de la –65° la 200°C, de 15 ori), rezistență la umidi-

tate (10 zile la 85°C, 85% umiditate). Nu s-au detectat schimbări în caracteristicile electrice.

Urmează o decupare mecanică a structurilor selectate pe folia de Ag, lipirea lor pe ambază

printr-un procedeu special, care asigură o rezistență termică de 16–18°C/W, lipirea firelor de Au și închiderea capsulei (tip metal-ceramică).

2. Caracterizarea electrică pe parcursul procesului tehnologic

Testarea „pe plachetă” în timpul fabricației reprezintă o trăsătură caracteristică a tehnologiei cu dublă corodare mesa.

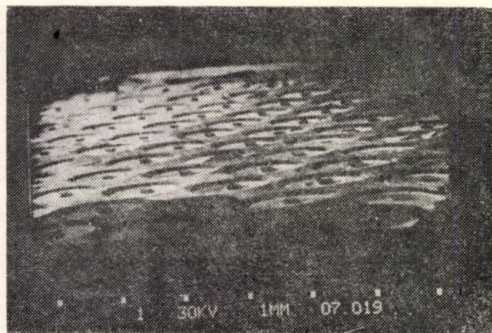
După prima corodare mesa (fig. 1a și fig. 3d) se testează tensiunea de străpungere, V_B , și profilul de impurități (prin curbe $C-V$), ceea ce permite încă din acest stadiu rejectarea plachetelor sau selectarea lor pentru anumite tipuri de diode (cu anumite frecvențe de lucru preferate). Sînt posibile și corecții printr-o difuzie suplimentară. Un alt aspect inedit este efectuarea măsurătorilor la o temperatură ridicată, în plaja temperaturilor joncțiunii în funcționare normală ($T_j = 150-200^\circ\text{C}$). Pe această cale se detectează dispozitivele pătrunse în funcționare, mult mai puțin fiabile [15], datorită cîmpului ridicat care poate apare la joncțiunea nn^+ [8], [13].

O altă serie de testări are loc după a doua corodare mesa și are drept scop identificarea plachetelor care suferă datorită unor imperfecțiuni ale procesului tehnologic. O testare a caracteristicii de străpungere la curenți mici identifică contaminarea suprafeței (se poate remedia) sau străpungerea prematură datorită profilului mesa impropriu (placheta va fi rejectată). Urmează o testare de cîteva minute la curentul nominal care depistează alte imperfecțiuni ale tratamentelor chimice, precum și un test de regim tranzitoriu care identifică defecte ale metalizării ș.a.

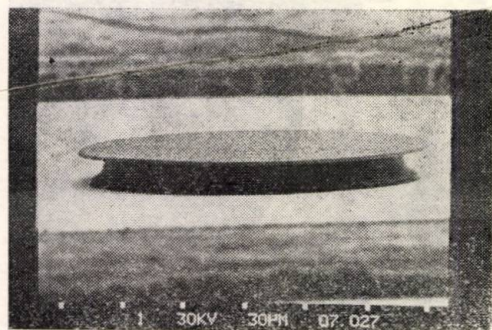
Acest procedeu de selectare a *plachetelor*, permite un mai bun control al procesului tehnologic, randament ridicat în testarea pe plachetă propriu-zisă (70–80%), fiabilitate bună.

3. Probleme ale proiectării și testării diodelor de putere

Proiectarea profilului de impurități al diodelor de putere nu ar trebui, în principiu, să fie diferită, deoarece banda de frecvențe pe care dispozitivul oferă o rezistență negativă, nu este serios afectată de curentul de lucru. S-a făcut însă o opțiune cheie: s-a preferat o joncțiune relativ adîncă, de 2,7–3 μm , pentru a evita efectul purtătorilor minoritari [16], cu riscul de a avea un profil puțin abrupt. Faptul că s-au obținut eficiențe de peste 7%, cel puțin la fel de bune cu cele ale diodelor Hewlett-Packard fabricate prin dublă epitaxie reprezintă un succes. De notat că joncțiunile puțin adînci sînt mai puțin uniforme și, în construcție mesa, mai vulnerabile.



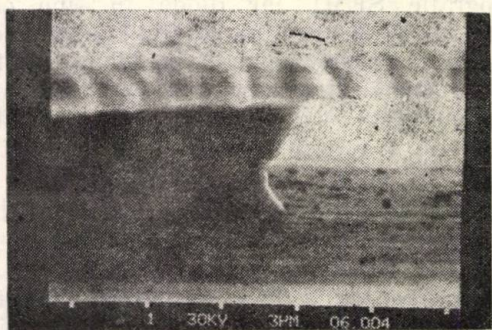
a



b



c



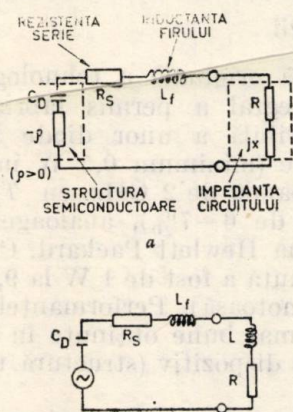
d

Fig. 3

Alegerea ariei a fost dictată de necesitatea de a evita fenomenul saturației puterii [16] care potrivit calculului apare la o anumită densitate de curent. S-a ales o arie de ordinul a $2 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$, prin extrapolarea rezultatelor obținute anterior pe diode de putere mai mică, astfel încât la curenții permisi de $T_{j\text{max}} = 200^\circ\text{C}$ să nu apară saturația puterii.

Dioda de putere are o capacitate mai mare și a fost necesară lipirea mai multor fire de contact pentru a reduce inductanța serie (fig. 4a) și a aduce frecvența de rezonanță serie a dispozitivului în plaja frecvențelor de lucru.

Generarea puterii maxime implică și adaptarea circuitului la impedanța oferită de diodă (fig. 4b). Variația puterii generate cu rezistența serie a circuitului, la diferiți curenți de polarizare, I_0 , ar trebui să arate ca în figura 4c. Porțiunea întreruptă a curbelor corespunde oscilațiilor zgomotoase care apar atunci când amplitudinea oscilației la bornele dispozitivului depășește o anumită valoare [16]. La o rezistență de sarcină constantă, fenomenul apare atunci când curentul de polarizare, I_0 , depășește o anumită valoare (saturația puterii) [16].



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_D(L + L_f)}}$$

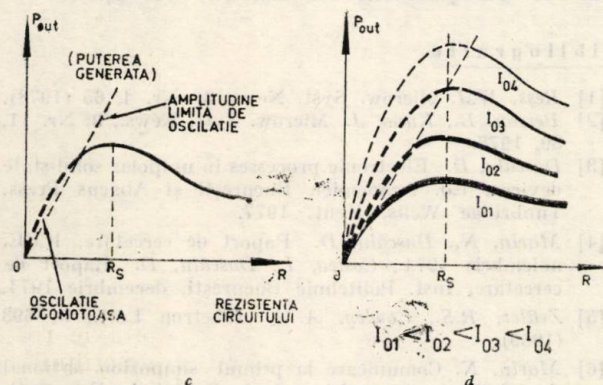


Fig. 4

Curbele de adaptare reale arată însă ca în figura 5. Oscilațiile dispar pentru o rezistență prea mare a circuitului (fig. 5a). Adaptarea se obține la rezistențe de sarcină diferite pentru diferiți curenți de polarizare (fig. 5b).

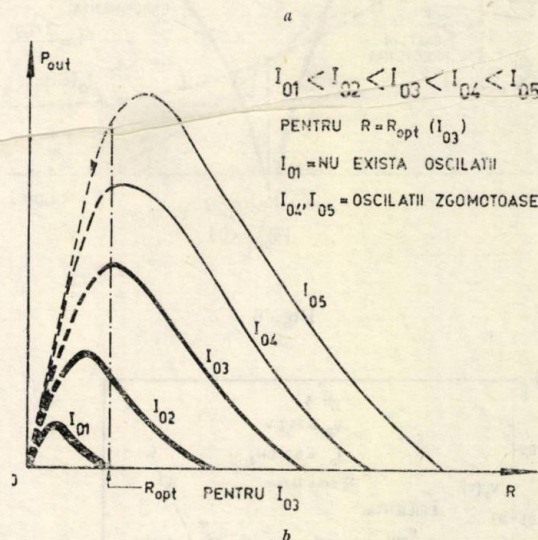
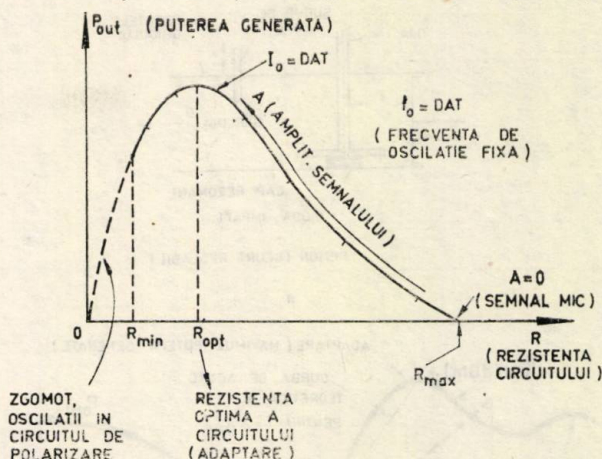


Fig. 5

Pentru testare s-a folosit un circuit de tip ghid dreptunghiular, cu cap rezonant și piston (scurt reglabil) (fig. 6a [17, 18]. Caracteristicile de acord măsurate [9, 19] sînt de forma din fig. 6b și indică: a) oscilația pe frecvența de rezonanță a cavității radiale format de „cap” cu peretele ghidului, pentru $l \approx \lambda_g/4, 3\lambda_g/4$ etc. (fig. 6), această frecvență depinde însă și de diodă; b) posibilitatea de acord în limite relativ largi și de adaptare pentru modul de oscilație „tip $\lambda_g/2$ ” (Fig. 6b). Un model al circuitului este dezvoltat în lucrarea [19]. Datele experimentale sînt în concordanță cu caracteristicile din fig. 5.

4. Performanțe de microunde

Figura 7 arată modul cum variază puterea generată și eficiența cu curentul de polarizare.

Figura 8 demonstrează posibilitatea folosirii dispozitivului într-o bandă largă de frecvențe. La un curent dat, fiecare punct este obținut cu o altă tijă (alt diametru al capu-

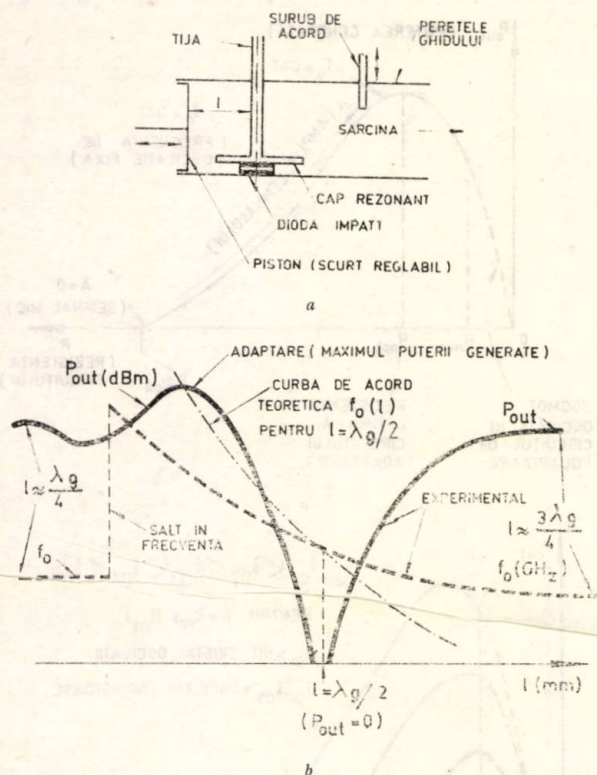


Fig. 6

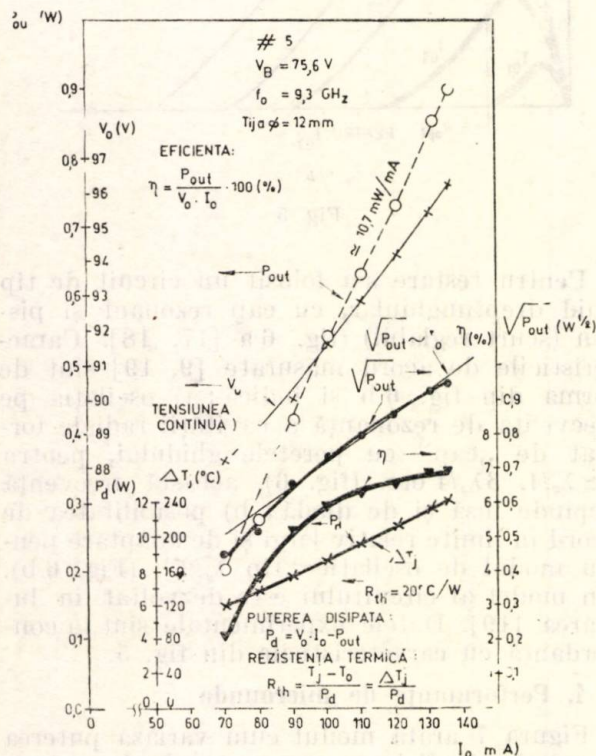


Fig. 7

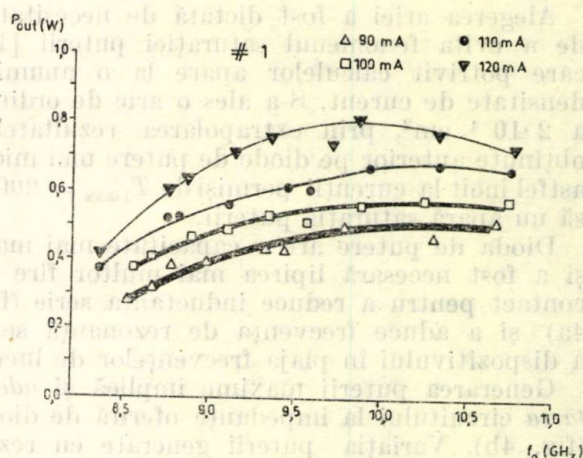


Fig. 8

lui). De mare importanță în aplicații este însă posibilitatea de a obține puterea dorită la o anumită frecvență, bine precizată. Aceasta necesită simultan adaptare și acord și se poate obține în cazul de față prin reglaje succesive ale pistonului și șurubului de acord. S-a obținut o plajă de acord mecanic de 200–400 MHz cu un sacrificiu în putere de numai 0,5–1 dB.

5. Concluzii

O variantă originală a tehnologiei mesa cu radiator integral a permis fabricarea ieftină și reproductibilă a unor diode IMPATT de medie putere (minimum 0,5 W în undă continuă pe o bandă de 2 GHz, cu $T_{j\max} = 200^\circ\text{C}$ și eficiențe de 6–7%), analoage celor fabricate de firma Hewlett Packard. Cea mai mare putere obținută a fost de 1 W la 9,5 GHz (oscilație nezmotoasă). Performanțele sînt la nivelul celor mai bune obținute în lume pentru acest tip de dispozitiv (structură unică p^+nn^+ , cu siliciu).

Tehnologia este ieftină și reproductibilă. Ea permite fabricarea altor dispozitive (diodă multiple de putere mai mare, diode BARITT etc), precum și a structurilor destinate circuitelor microstrip (fabricarea pe radiator integral și pasivarea cu rășină siliconică este perfect compatibilă cu această cerință).

Bibliografie

- [1] Ress, W.J. Microw. Syst. News, 8, Nr. 4, 65 (1978).
- [2] Berson, B., Kuno, J. Microw. Syst. News., 8, Nr. 11, 39, 1978.
- [3] Dascălu, D. Electronic processes in unipolar solid-state devices, Ed. Academiei, București și Abacus Press, Tunbridge Wells, Kent, 1977.
- [4] Marin, N., Dascălu, D. Raport de cercetare, ICCE, noiembrie 1974; Costea, I., Dascălu, D. Raport de cercetare, Inst. Politehnic București, decembrie 1974.
- [5] Zettler, R.S., Cowley, A.M. Electron Lett., 5, 693 (1969).
- [6] Marin, N. Comunicare la primul simpozion național de tehnica microundelor, Inst. Politehnic București, 9–10 noiembrie 1979; în curs de brevetare, 1980.

- [7] Marin, N., Dascălu, D. 6th European Specialist Workshop on Active Microwave Semic. Devices, Darmstadt, 7–9 May, 1980 (lucrare nepublicată).
- [8] Marin, N., Dascălu, D. Proc. of the 5th National Microwave Conf., Gdansk, 28–30 Oct., 1980.
- [9] Dascălu, D., Marin, N., Brezeanu, Gh., Șcinberg, V. Brevet nr. 72018/1977.
- [10] Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Marin, N. Rev. Roum. Phys., **19**, 571 (1974).
- [11] Miyazaki, M., Migitaki, M. Electron. Lett., **11**, Nr. 15, 4 sept. 1975.

- [12] Marin, N., Brezeanu, Gh. Brevet nr. 71366 (1976).
- [13] Costea, I., Dascălu, D. Electron. Lett., **10**, 129 (1974).
- [14] Evans, W.J., Scharfetter, D.L., Johnston, R.L., Ley, P.L. Journ. Appl. Phys., **42**, 799 (1971).
- [15] Seltberg, F., Wissglas, P., Anderson, G. IEEE Trans. Electron Dev., **ED-25**, 742 (1978).
- [16] Cowley, A.M. ș.a. IEEE Trans. Solid-St. Circuits, **SC-5**, 338 (1970).
- [16] Cowley, A.M. ș.a. IEEE Trans. Solid-St. Circuits, **SC-5**, 338 (1970).
- [17] Groves, I.S., Lewis, D.E. Electron. Lett., **8**, 99 (1972).
- [18] Costea, I. Brevet nr. 61.000 (1976).
- [19] Dascălu, D. Comunicare la sesiunea ICIT, aprilie 1980,

CZ 621.39

DIAC
TENSIUNE DE SALT

Influența timpului de viață al purtătorilor minoritari asupra caracteristicii curent-tensiune a diacului

CORNELIU P. DRAGOMIR*, MARIAN UDREA-SPENEA** — BUCUREȘTI

Introducere

În acest articol se realizează o tratare teoretică a influenței timpului de viață al purtătorilor minoritari asupra caracteristicii curent — tensiune a diacului. S-a analizat diacul realizat la IPRS-Băneasa, utilizând ecuațiile de proiectare ale acestuia date de [1].

Se pune în evidență influența timpului de viață al purtătorilor minoritari asupra unor parametri de circuit ai diacului.

1. Structura fizică analizată

Diacul este un dispozitiv cu două joncțiuni, una polarizată direct, iar cealaltă polarizată invers indiferent de polaritatea tensiunii aplicată terminalelor dispozitivului, fiind astfel un dispozitiv simetric.

Funcționarea sa se bazează esențial pe fenomenul de străpungere controlată a joncțiunii blocate. Structura tipică a unui diac este indicată în figura 1.

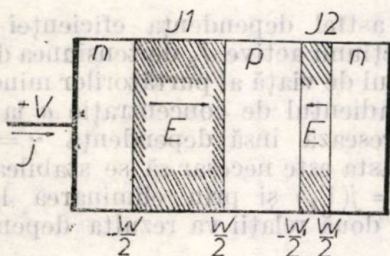


Fig. 1. Structura diacului. Se indică joncțiunile și câmpul intern al joncțiunilor.

* Institutul politehnic — București.

** Întreprinderea de piese radio și semiconductoare — București.

S-a notat cu W lățimea regiunii de sarcină spațială a joncțiunii blocate J_1 și cu W_1 lățimea regiunii de sarcină spațială a joncțiunii active J_2 .

2. Modelarea matematică a diacului

În [1] sînt descrise ecuațiile care guvernează funcționarea diacului. Se va lua în considerație ecuația finală care dă expresia densității de curent J prin dispozitiv.

$$J = \frac{J_p \left(-\frac{W}{2} \right) + J_{o1}}{1 - M \alpha_T \gamma} \quad (1)$$

Notațiile mărimilor din relația (1) sînt:

J — densitatea curentului total prin dispozitiv;
 $J_p \left(-\frac{W}{2} \right)$ — densitatea curentului de goluri minoritare la marginea regiunii neutre N_1 a anodului;

J_{o1} — densitatea curentului de generare-recombinare al joncțiunii blocate J_1 ;

M — factorul de multiplicare în avalanșă al golurilor și electronilor ($M = \int \alpha dx$);

α_T — factorul de transport al purtătorilor mobili de sarcină prin baza P a dispozitivului;

γ — eficiența injectiei joncțiunii active J_2 .
Din ecuația (1) se poate vedea că, condiția de comutare a diacului se obține pentru:

$$J \rightarrow \infty, \quad (2)$$

adică:

$$1 = M + \alpha_T \gamma. \quad (3)$$

Relația (1) dă legătura implicită între densitatea curentului prin dispozitiv J și tensiunea aplicată acestuia.

Pentru a putea studia influența timpului de viață al purtătorilor minoritari τ_0 asupra caracteristicii $I-V$ a diacului trebuie determinat modul de variație a fiecărei mărimi ce intervine în relația (1), cu τ_0 .

O observație care simplifică calculele este aceea că, ținând seama de structura cîmpului intern al joncțiunii J_1 , densitatea curentului de goluri minoritare din regiunea anodului $J_p \left(-\frac{W}{2}\right)$ poate fi neglijată în raport cu densitatea curentului de generare-recombinare J_{01} al joncțiunii blocate J_1 .

Deci, cu o foarte bună aproximație se poate considera ecuația care dă caracteristica $I-V$ a diacului de tipul :

$$J \simeq \frac{J_{01}}{1 - M - \alpha_T \gamma}. \quad (4)$$

Expresia curentului de generare-recombinare al regiunii de sarcină spațială al joncțiunii blocate J_1 este :

$$J_{01} = \frac{q n_i W}{2\tau_0}, \quad (5)$$

unde $n_i = 1,45 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$. S-a considerat pentru ușurința calculului aproximația uzuală $\tau_p = \tau_n = \tau_0$.

J_{01} depinde de tensiunea inversă aplicată joncțiunii blocate J_1 prin intermediul lățimii regiunii de sarcină spațială W dată de

$$W = \left[\frac{12 K_S \epsilon_0 (O_B + V_R)}{q a} \right]^{\frac{1}{3}}, \quad (6)$$

unde :

$$O_B = \frac{2k T}{q} \ln \left(\frac{a W_0}{2 n_i} \right), \quad (7)$$

reprezintă potențialul intern al joncțiunii blocate, W_0 — lățimea regiunii de sarcină spațială a joncțiunii J_1 la polarizarea nulă a dispozitivului iar :

$$a = \left| \frac{dc(x)}{dx} \right|_{x=x_j}, \quad (8)$$

este gradientul de concentrație (s-a considerat joncțiunea liniar gradată ținând seama de concentrația de impurități din bază, relativ ridicată, și adîncimea mare a joncțiunii).

Se poate obține astfel o dependență explicată a curentului de generare-recombinare al joncțiunii blocate de tensiunea inversă V_R

aplicată avînd timpul de viață τ_0 drept parametru.

Dependența factorului de multiplicare în avalanșă M cu tensiunea de străpungere V_B (mai precis $1 - M = f(V_B)$) s-a obținut pe baza datelor din (2) cu ajutorul unui program de calcul.

Expresia eficienței injectiei joncțiunii active j_2 este :

$$\gamma = \frac{J_{\text{dif},n}}{J_{\text{dif},n} + J_{\text{dif},p} + J_{\text{rec}}}. \quad (9)$$

Din (3) rezultă expresiile densităților de curent ce apar în relația (9) :

$$I_{\text{dif},n} = q D_n \frac{n_i^2}{N_A \left(\frac{W_1}{2}\right) L_n} \left(e \frac{V_F}{V_T} - 1 \right), \quad (10)$$

$$J_{\text{dif},p} = q D_p \frac{n_i}{N_D \left(\frac{-W_1}{2}\right) L_p} \left(e \frac{V_F}{V_T} - 1 \right), \quad (11)$$

$$J_{\text{rec}} = \frac{1}{2} q \frac{n_i}{\tau_0} W_1 e \frac{V_F}{2 V_T}, \quad (12)$$

unde :

$$V_T = \frac{K T}{q} = 0,0249 \text{ V}.$$

Se folosește aproximația :

$$N_A \left(\frac{W_1}{2}\right) = N_D \left(-\frac{W_1}{2}\right) = a \frac{W_1}{2}. \quad (13)$$

De asemenea, pentru a arăta influența timpului de viață asupra densităților de curent de mai sus se înlocuiesc lungimile de difuzie L_n și L_p cu :

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_0} \quad \text{și} \quad L_p = \sqrt{D_p \tau_0}. \quad (14)$$

Se obține astfel dependența eficienței injectiei γ a joncțiunii active J_2 de tensiunea directă V_F , de timpul de viață al purtătorilor minoritari τ_0 și de gradientul de concentrație a la joncțiune. Interesează însă dependența $\gamma = \gamma(J)$. Pentru aceasta este necesar să se stabilească o legătură $j = j(V_F)$ și prin eliminarea lui V_F dintre cele două relații va rezulta dependența căutată.

Legătura $J = J(V_F)$ este ușor de găsit observînd că :

$$J = J_{\text{dif},n} + J_{\text{dif},p} + J_{\text{rec}}. \quad (15)$$

Prin eliminarea lui V_F între relațiile (9) și (15) rezultă dependența $\gamma = \gamma(J)$.

Din (3) se cunoaște expresia factorului de transport prin bază ca fiind:

$$\alpha_T = \frac{1}{\text{ch} \frac{L_B}{L_n}}, \quad (16)$$

unele L_B reprezintă lungimea zonei neutre a bazei.

Ținând seama de (14), relația (16) devine:

$$\alpha_T = \frac{1}{\text{ch} \left(\frac{L_B}{\sqrt{D_n} \sqrt{\tau_0}} \right)}. \quad (17)$$

Un calcul exact nu ar trebui să considere L_B ca fiind constantă ci:

$$L_B = L'_B - \left(\frac{W_1}{2} + \frac{W}{2} \right), \quad (18)$$

unde L'_B este lungimea neutră a bazei la polarizarea nulă a dispozitivului.

Avind în vedere că $W_1 \ll W$, rezultă.

$$L_B \simeq L'_B - \frac{W}{2}. \quad (19)$$

Ar rezulta o dependență $L_B = L_B(V_R)$ cu V_R tensiunea inversă aplicată joncțiunii blocate.

În calculele făcute însă s-a considerat $L_B = L'_B$, ținând cont că extinderea joncțiunii blocate în regiunea neutră a bazei este mică în comparație cu lungimea acesteia.

3. Analiza influenței lui τ_0 asupra caracteristicii I—V a diacului

S-au trasat curbele $J_{01} = J_{01}(V_R)$, $1 - M = f(V_B)$ și $1 - M = f\left(\frac{V_B}{V_{B\max}}\right)$.

Calcululele făcute au folosit o structură de diac realizată efectiv la IPRS-Băneasa, cu concentrația bazei $C_B = 2 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ și extinderea regiunilor N în volumul dispozitivului $x_j = 75 \mu\text{m}$, lungimea neutră a bazei $L_B = 30 \mu\text{m}$.

Din (3) s-a obținut corespunzător concentrației de bază considerate:

$$\frac{D_p}{D_n} = 0,34. \quad (20)$$

Curbele au fost trasate considerind τ_0 parametru.

S-au considerat șapte valori pentru τ_0 , acesta variind între $50 \cdot 10^{-9} \text{ sec} \leq \tau_0 \leq 5 \times 10^{-6} \text{ s}$, timpi de viață ce pot fi obținuți tehnologic.

În figura 2 sint date curbele $J_{01} = J_{01}(V_R)$ cu τ_0 parametru.

Se poate observa că variația lui J_{01} cu tensiunea inversă V_R aplicată joncțiunii blocate este relativ mică, lucru care simplifică mult calculele pentru obținerea curbelor finale $J = J(V_B)$, prin considerarea în locul curbei $J_{01}(V_R)$ la τ_0 considerat al valorii medii J_{01} .

În figura 3 se prezintă dependența $\gamma = \gamma(V_F)$ cu τ_0 parametru pentru $0,2 \text{ V} \leq V_F < 0,65 \text{ V}$.

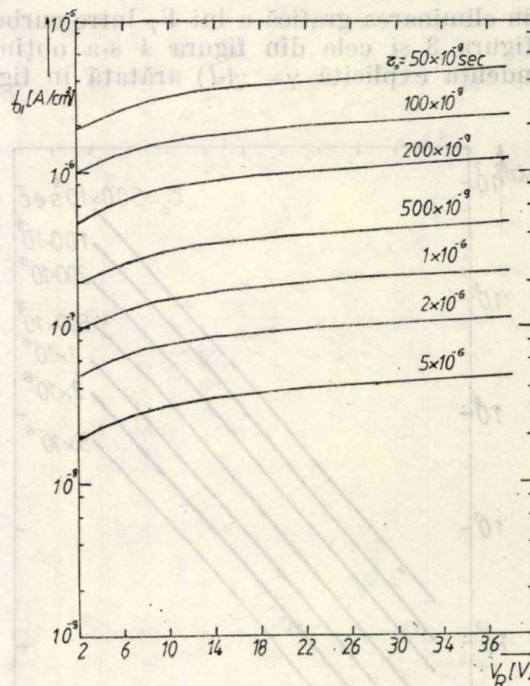


Fig. 2. Curbele $J_{01} = f(V_R)$ cu τ_0 parametru.

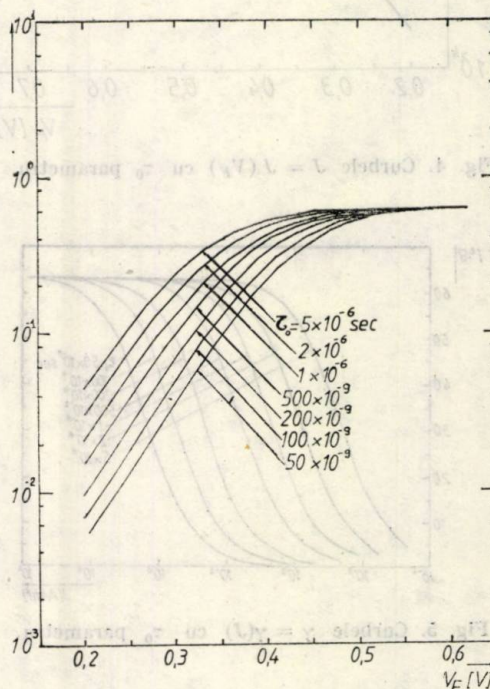


Fig. 3. Curbele $\gamma = \gamma(V_F)$ cu τ_0 parametru.

O precizare importantă legată de acest grafic este că V_F nu reprezintă tensiunea directă ce cade pe dioda echivalentă bază-catod (deci, prin luarea în considerare și a regiunilor neutre a bazei și a catodului), ci doar tensiunea directă ce cade efectiv pe joncțiunea activă j_2 .

În figura 4 sînt prezentate curbele $J = J(V_F)$ cu τ_0 parametru.

Prin eliminarea grafică a lui V_F între curbele din figura 3 și cele din figura 4 s-a obținut dependența explicită $\gamma = \gamma(J)$ arătată în figura 5.

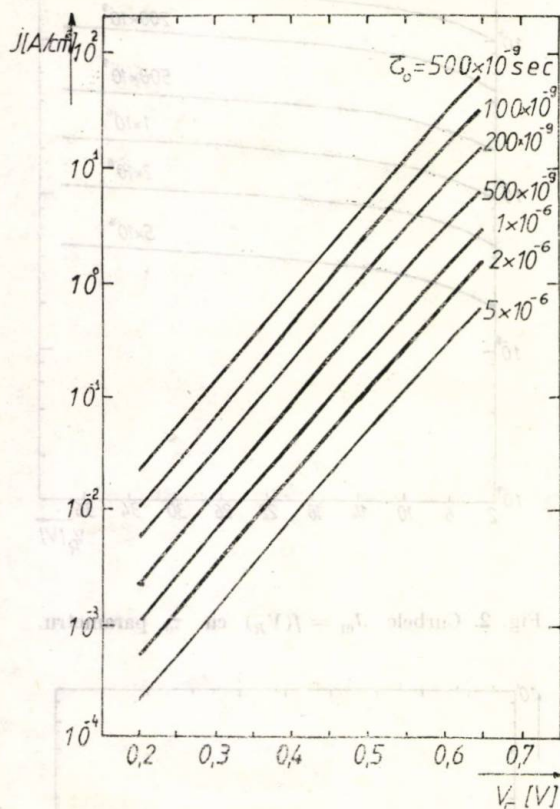


Fig. 4. Curbele $J = J(V_F)$ cu τ_0 parametru.

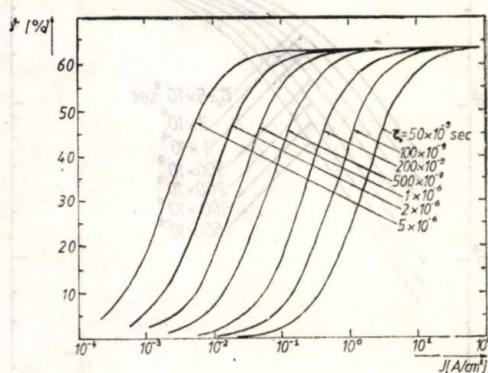


Fig. 5. Curbele $\gamma = \gamma(J)$ cu τ_0 parametru.

Se poate observa că la J constant, γ crește o dată cu creșterea timpului de viață τ_0 .

În figura 6 s-au trasat dependențele $1 - M = f(V_B)$ și $1 - M = f\left(\frac{V_B}{V_{B\max}}\right)$ obținute cu ajutorul unui program realizat pe baza datelor din (2).

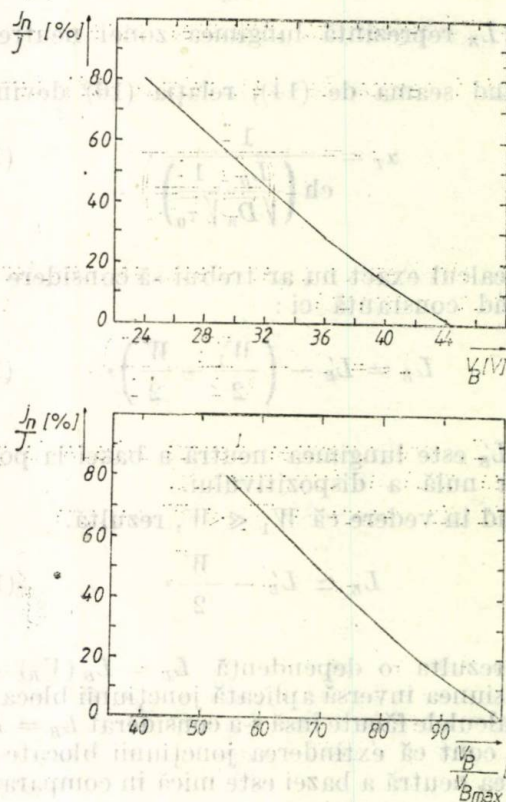


Fig. 6. Curbele $1 - M = f(V_B)$ și $1 - M = f\left(\frac{V_B}{V_{B\max}}\right)$.

$V_{B\max}$ reprezintă tensiunea de străpungere a unei joncțiuni N_1P sau N_2P cînd cealaltă joncțiune nu o influențează.

Curbele finale $J = J(V_B)$ cu τ_0 parametru s-au obținut prin impunerea densității de curent J , determinarea din figura 5 a lui γ corespunzător la J -ul considerat, considerarea valorii medii a lui J_{01} pentru τ_0 -ul considerat.

Va rezulta astfel din ecuația (1)

$$1 - M = \frac{J_{01} + \alpha_T - \gamma J}{J}. \quad (21)$$

Din curbele din figura 6, cunoscînd $1 - M$ rezultă tensiunea V_B corespunzătoare densității de curent J impuse.

Curbele $J = J(V_B)$ sînt exemplificate în figura 7 pentru două concentrații ale bazei dispozitivului.

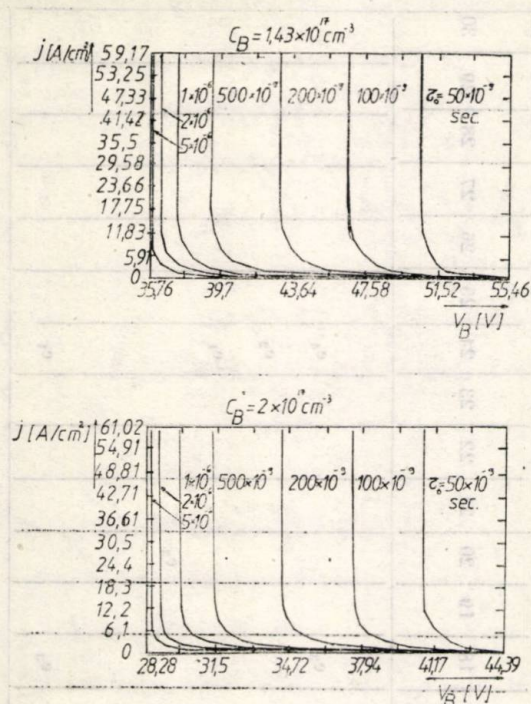


Fig. 7. Curbele $J = J(V_B)$ pentru două concentrații ale bazei.

Concluzii

Din studiul curbelor $J = J(V_B)$ se pot trage următoarele concluzii:

— Tensiunea de întoarcere a dispozitivului V_{B0} (tensiunea de la care începe caracteristica de rezistență negativă a diacului) variază cu timpul de viață al purtătorilor minoritari scăzând o dată cu creșterea timpului de viață. Acest lucru este explicabil prin faptul că efi-

ciencia injectiei joncțiunii active J_2 crește o dată cu timpul de viață al purtătorilor minoritari ca și factorul de transport prin bază α_T deci, numărul de purtători ce ajung la joncțiunea blocată crește cu creșterea timpului de viață. Această dependență $V_{B0} = V_{B0}(\tau_0)$ este însă o dependență de ordinul doi, căci spre exemplu pentru $C_B = 2 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ se obține.

$$V_{B0}(\tau_{0 \max}) - V_{B0}(\tau_{0 \min}) = 44,395 - 42,979 = 1,416 \text{ V.}$$

— Tensiunea de întoarcere variază puternic cu concentrația de bază C_B . Acest lucru se poate observa prin comparația dintre graficele prezentate în figura 7.

— Se observă o variație majoră a tensiunii de salt V_S (definită ca fiind diferența dintre tensiunea de întoarcere V_{B0} și tensiunea corespunzătoare curentului $I_S = 10 \text{ mA}$) cu timpul de viață al purtătorilor.

Se observă că tensiunea de salt V_S scade odată cu scăderea timpului de viață al purtătorilor mobili. Aceasta explică parțial rezultatele testelor de fiabilitate, efectuate asupra diacelor, mai ales la testarea funcționării diacelor timp îndelungat (500 ore) unde s-a observat la sfârșitul testelor scăderea esențială a tensiunii de salt V_S , ceea ce se explică prin degradarea timpului de viață efectiv, datorită efectelor de suprafață.

Bibliografie

- [1] Udrea-Spenea, M., Eugen St. Lakatoș. Dispozitiv de declanșare pe poartă, în: EEA, nr. 4, dec. 1981, p. 141.
- [2] Udrea Spenea, M., Dascălu, Dan, Popa, E. Analiza regimului de străpungere, în condițiile disipării de putere, al joncțiunilor semiconductoare cu siliciu. Comunicare CAS 1976 — București.
- [3] Grave, A.S. Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare, Ed. tehnică, București, 1973.

Notă

Dispozitiv de telecomandă cu imunitate ridicată la perturbații

Introducere

Automatizarea complexă a proceselor industriale impune atât transmiterea mărimilor de control caracteristice spre un centru de decizie, cât și transmiterea dinspre acesta spre dispozitivele de execuție a comenzilor necesare. Întrucât zonele industriale se caracterizează printr-un nivel ridicat de perturbații, un asemenea sistem trebuie să fie capabil să detecteze dacă informația recepționată a fost sau nu afectată de erori și să o corecteze. Un asemenea sistem

poate fi realizat dacă se folosește pentru transmiterea informației un cod detector și corector de erori.

1. Alegerea codului

În cazul de față s-a recurs la un cod BCH corector de 5 erori independente ale cărui cuvinte fac parte din algebra polinoamelor modulo $P(x) = x^n + 1$, unde $n = 2^m - 1$, iar $m = 5$.

Pentru generarea cimpului $GF(2^5)$ s-a utilizat polinomul $Q(x) = x^5 + x^2 + 1$ ale cărui rădă-

este egal cu $m - 1$, transformarea „U” de ordinul m conducând la cuvântul de cod inițial. Principiul decodării este următorul:

Prin permutări circulare succesive se caută să se găsească o porțiune din cuvântul de cod care să conțină 11 biți succesivi neafectați de erori, cu ajutorul cărora se generează cuvântul de cod corect. Acesta este readus în poziția inițială tot prin permutări circulare. Decizia dacă cei 11 biți utilizați pentru regenerarea cuvântului corect au fost sau nu afectați de erori se ia în urma măsurării distanței de cod dintre cuvântul inițial și cuvântul generat. Ținând seama de faptul că distanța de cod între două cuvinte diferite este 11, o distanță mai mică sau egală cu 5 presupune că cele două cuvinte reprezintă de fapt același cuvânt, o distanță de cod mai mare fiind atribuită unor cuvinte de cod diferite, deci, implicit rezultă că cei 11 biți utilizați pentru generare au fost afectați de erori. Procesul este iterativ și se oprește odată cu revenirea în poziția inițială (după epuizarea celor 31 permutări). Trebuie remarcat că un asemenea procedeu este foarte convenabil în situația în care erorile sînt grupate în pachete. Dacă erorile sînt aleatoare, este foarte probabil ca distribuția acestora să facă imposibilă găsirea unui grup de 11 biți consecutivi neafectați de erori. În această situație este necesară utilizarea unei transformări

de tip „U” care, așa cum reiese din tabelul de mai jos, conduce la gruparea erorilor.

Schema-bloc a dispozitivului este prezentată în figura 1. Informația din linie este citită serie în registrele $A + B$. Simultan, primii 11 biți ai cuvântului sînt utilizați pentru generarea unui nou cuvânt de cod de către codorul CBH.

Dacă distanța de cod dintre cuvântul recepționat și cuvântul generat măsurată de contorul D este mai mică de 6, cei 20 de corectori nou generați conținuți în registrul C sînt transferați în registrul B . În această situație, registrul A va conține cei 11 biți informaționali, iar registrul B cei 20 de corectori.

Dacă distanța de cod este mai mare sau egală cu 6 (fapt care implică eroare necorectabilă), se generează un impuls intern care rotește o dată spre dreapta conținutul registrelor A și B . Operația este echivalentă cu aplicarea transformării T^1 . Tactul se comută pe ceasul intern și se reia operația de codare simultan cu rotirea registrelor A și B de 31 ori. În urma rotirii conținutul registrelor A și B rămîne intact. Dacă distanța de cod măsurată este mai mică de 6, se transferă conținutul registrului C în B , iar cuvântul astfel corectat este rotit spre dreapta pînă cînd contorul T înregistrează valoarea 31, situație care corespunde readucerii cuvântului corectat în poziția inițială. Procesul de decodare se încheie și dispozitivul generează un

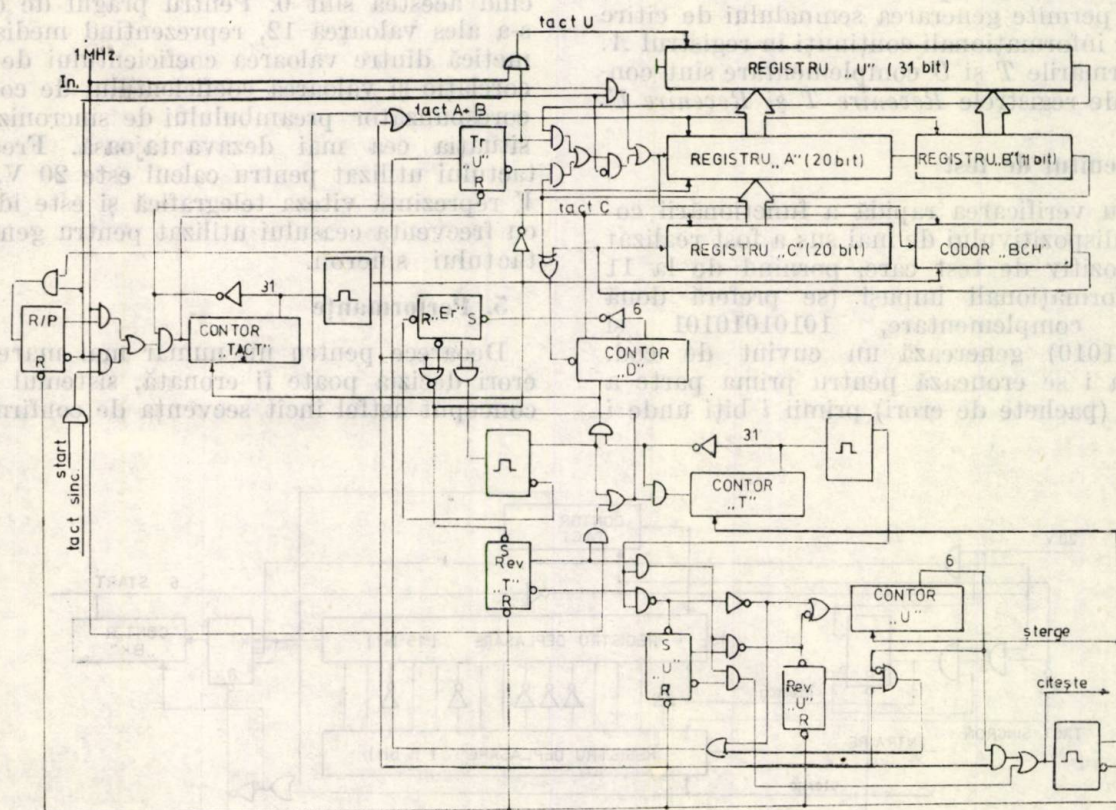


Fig. 1. Schema circuitului de decodare.

semnal de citire a informației conținută în registrul A .

Dacă distanța de cod este mai mare sau egală cu 6 se repetă ciclul (rotire, codare, măsurare $D \dots$ etc.). În cazul în care prin permutări circulare nu se poate obține corectarea cuvântului de cod, după transformarea T^{31} , corespunzând revenirii cuvântului în poziția inițială, conținutul registrelor A și B este transferat paralel în registrul U . Magistrala de 31 biți prin care se efectuează transferul realizează transformarea U cablată (bitul de rang i este conectat la intrarea de rang $2i$ a registrului U). Simultan cu această operație este basculat registrul de memorie U care informează dispozitivul că în decursul decodării s-a recurs cel puțin la o transformare de tip U și se reia întregul ciclu de decodare prin permutări circulare.

Dacă nu se poate obține corectarea cuvântului după 4 transformări U succesive, înseamnă că a fost depășită puterea de corecție a dispozitivului.

Dacă după aplicarea a una sau mai multe transformări de tip U s-a obținut corectarea în urma unor permutări circulare succesive, se aplică mai întâi permutarea T complementară (ca și în cazul precedent), iar odată cu atingerea valorii 31 în contorul T se aplică transformarea U complementară. Obținerea valorii 5 în contorul U implică revenirea cuvântului corectat în poziția inițială (aplicarea transformării U^5) ceea ce permite generarea semnalului de citire a biților informaționali conținuți în registrul A . Transformările T și U complementare sînt controlate de registrele *Revenire T* și *Revenire U* .

3. Circuitul de test

Pentru verificarea rapidă a funcționării corecte a dispozitivului de mai sus a fost realizat un dispozitiv de test care, pornind de la 11 biți informaționali impuși (se preferă două cuvinte complementare, 101010101 și 010101010) generează un cuvînt de cod. Acestuia i se eronează pentru prima parte a testului (pachete de erori) primii i biți unde i

reprezintă numărul ciclului de test care i se aplică. La terminarea fiecărui ciclu se verifică dacă cei 11 biți informaționali ai cuvîntului corectat sînt identici cu cei 11 biți introduși. Pentru cea de a doua parte a testului (aleator) cuvîntul generat va avea eronați biții din pozițiile $9 - i, 2(9 - i) \dots$ etc., unde i reprezintă numărul ciclului de test. Schema dispozitivului este prezentată în figura 2.

4. Secvența de sincronizare

Ca secvență de sincronizare s-a ales o secvență de tip Barker de 15 biți (obținută prin produsul dintre secvența Barker de 3 biți și cea de 5 biți) [3, 4] precedată de un preambul de 8 biți cu număr maxim de tranziții 0—1 necesare sincronizării oscilatorului de la recepție cu cel de la transmisie. Secvența completă are forma:

$$10101010110110110001110. \quad (7)$$

Dispozitivul de detecție este prezentat în figura 3 și realizează pentru fiecare tact de recepție funcția de corelație dintre o secvență reprezentată de ultimii 15 biți recepționați și secvența Barker cablată. Calculul coeficientului de corelație se realizează prin numărare și utilizează ca element de decizie un numărător jk cu intrările legate în paralel. Un astfel de circuit basculează la impulsul de tact pentru valoarea 1 a intrărilor și nu-și modifică starea cînd acestea sînt 0. Pentru pragul de decizie s-a ales valoarea 12, reprezentînd media aritmetică dintre valoarea coeficientului de autocorelație și valoarea coeficientului de corelație corespunzător preambulului de sincronizare în situația cea mai dezavantajoasă. Frecvența tactului utilizat pentru calcul este 20 V, unde V reprezintă viteza telegrafică și este identică cu frecvența ceasului utilizat pentru generarea tactului sincron.

5. Performanțe

Deoarece pentru un număr mai mare de 5 erori decizia poate fi eronată, sistemul a fost conceput astfel încît secvența de confirmare a

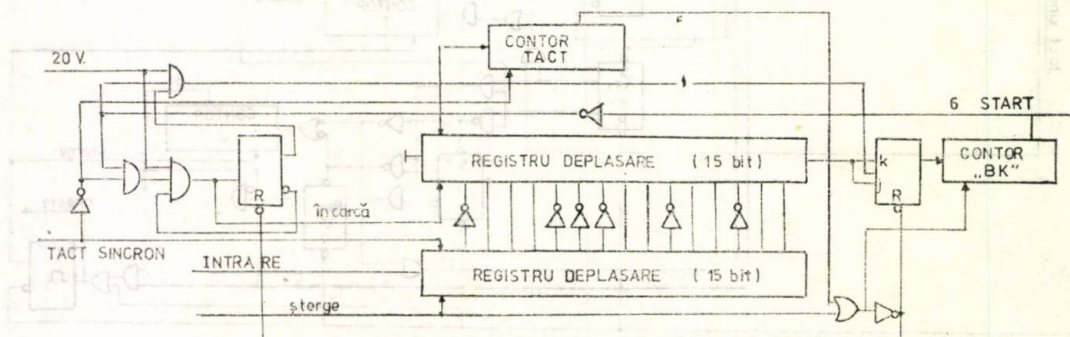


Figura 2. Schema circuitului de test.

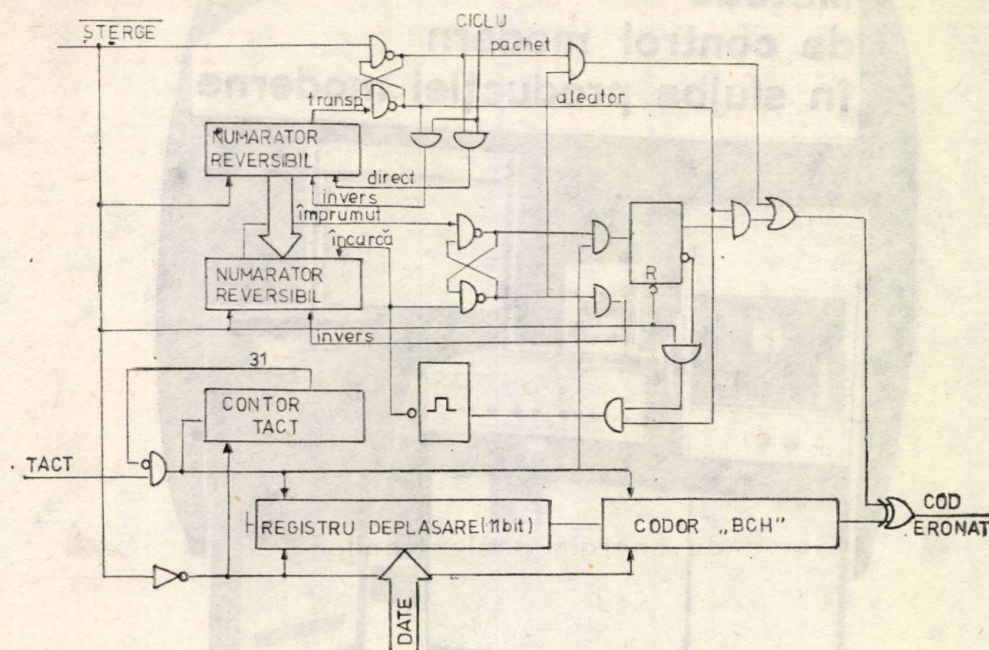


Fig. 3. Circuitul de decodare a caracterului de sincronizare.

recepției să fie reprezentată de același cuvint de cod (transmițătorul și receptorul fiind identice), executarea comenzii fiind autorizată numai când se obține coincidența dintre cei 11 biți informaționali transmiși cu cei recepționați. Pentru o asemenea logică, coeficientul mediu de repetări estimat este 0,5 în condițiile unei probabilități de eroare de bit $P_B = 10^{-1}$.

Pentru secvența de sincronizare se estimează în aceleași condiții o probabilitate de pierdere a startului $P_s = 3,85 \cdot 10^{-2}$ și o viteză medie de

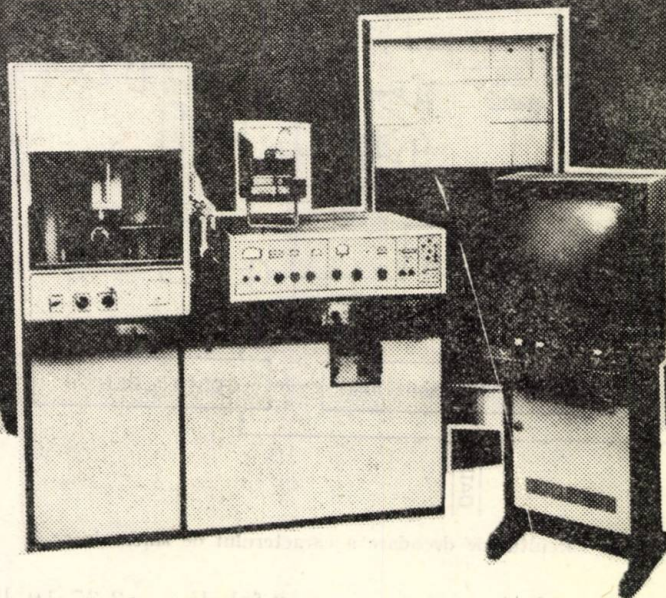
start fals $V_{sf} = 3,37 \cdot 10^{-10} \cdot V$ (unde V este viteza telegrafică).

Bibliografie

- [1] Spătaru, Al. Teoria transmisiunii informației. București, Ed. tehnică, 1971.
- [2] Cullman, G. Codes détecteurs et correcteurs d'erreurs, Paris, Dunod 1967.
- [3] Bernfeld, M. A property of binary sequence. In: Proc. IEEE **52**, 1964, p. 744.
- [4] Golomb, S.W., Scholtz, R.A. Generalized Barker sequences. In: IEEE Trans. I.T. **11.4.1965** p. 533.

L. H. Moisin

Metode de control modern în slujba producției moderne



Microscopul de televiziune cu raze X

asigură: observarea structurii interne a obiectelor opace după o imagine strioscopice mărită pe ecranul unui tub de imagine al unui monitor video ;

permite: localizarea cu o mare putere de separare a defectelor ascunse (montaj și cablaj incorrect, microfisuri, retasuri etc.) ale materialelor electronice ;

admite: luări de vederi pornind de la ecranul tubului de imagine cu ajutorul unui aparat fotografic, incorporat, sau obținerea unei imagini pe film prin radiografie.

- Înaltă putere de separare
- Gamă largă de grosimente
- Dispoziția comodă a organelor de comandă
- Securitate totală în serviciu

Exportator:

TECHMASHEXPORT

35, str. Mosfilmovskaya,
117330 Moscova, URSS.
Telefon 143-86-60; 143-87-51.
Telex 411068 TEHEX SU, 411228 TECEX. SU

PUBLICOM

Caracteristici tehnice

Puterea separatoare garantată

$\mu\text{m} \left(\frac{\text{perechi de linii}}{\text{mm}} \right) \dots \dots \dots 5(100)$

Gama de grosimente, X 15—500

Sensibilitate diferențială, % 3 la 4

Tensiune acceleratoare, kV 10 la 50

Grosimea radioscopiei în aluminiu, maxim,
în mm 15

Distanța minimă obiect-focar al sursei de
raze X, mm 2

Distanța maximă, sursă de radiații X—
camera de televiziune, mm 200

Dimensiunile fantei port-obiect, mm 300×400

Deplasări admisibile ale manipulatorului în coordonate :

— în lungul axului principal, mm 200

— în lățimea axului principal, mm :

— pe orizontală 100

— pe verticală 100

— orientarea, grade de unghi 360

Suprafața utilă ocupată de instalația comple-
tă, m² 15



ACCELERATOR DE ELECTRONI

SERIA ELV

cu acțiune directă,
și funcționare în regim
continuu

SERIA ILU—6

cu o singură cavitate,
rezonanță de înaltă
frecvență, cu funcțio-
nare în regim
pulsatoriu

**Gama de energie a electronilor
accelerați și puterea medie
a fasciculului de electroni emiși
de acceleratori:**

ELV-1	ELV-2	ELV-3	ELV-4	ILU-6M1	ILU-6M2	ILU-6M3
0,4—1,0	0,8—1,5	0,5—0,7	1,0—1,5	0,5—1,5	1,0—2,0	0,5—2,0
20	20	50	50	20	20	20

Acceleratorii sînt exploatați
24 de ore din 24

Punerea în funcțiune a acceleratoarelor
prin procedeele chimice sub radiații
în diverse ramuri industriale permite:

- augmentarea vitezei de derulare a proce-
deelor tehnologice ;
- reducerea prețului de cost al producției ;
- reducerea poluării chimice și termice a
mediului ambiant ;
- îmbunătățirea calității producției.

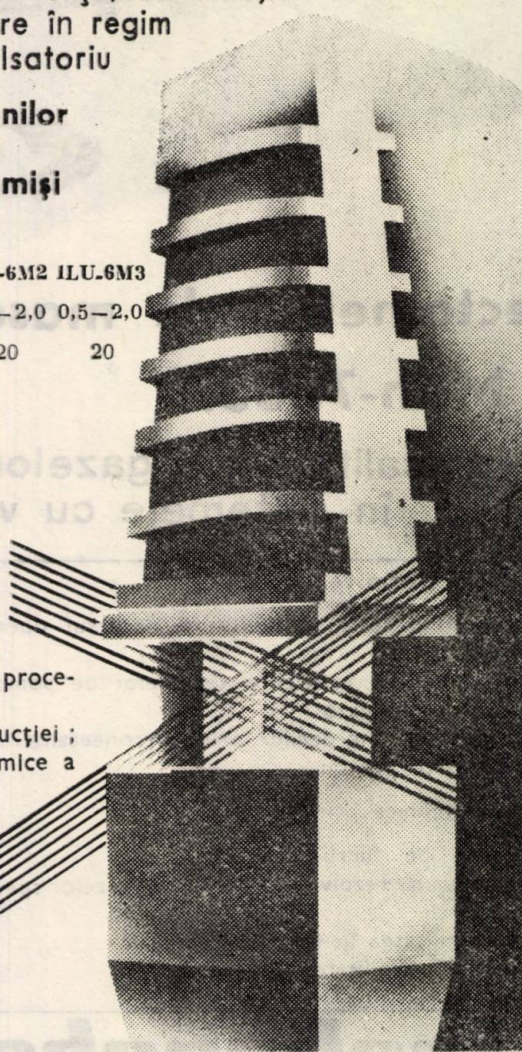
Exportator:

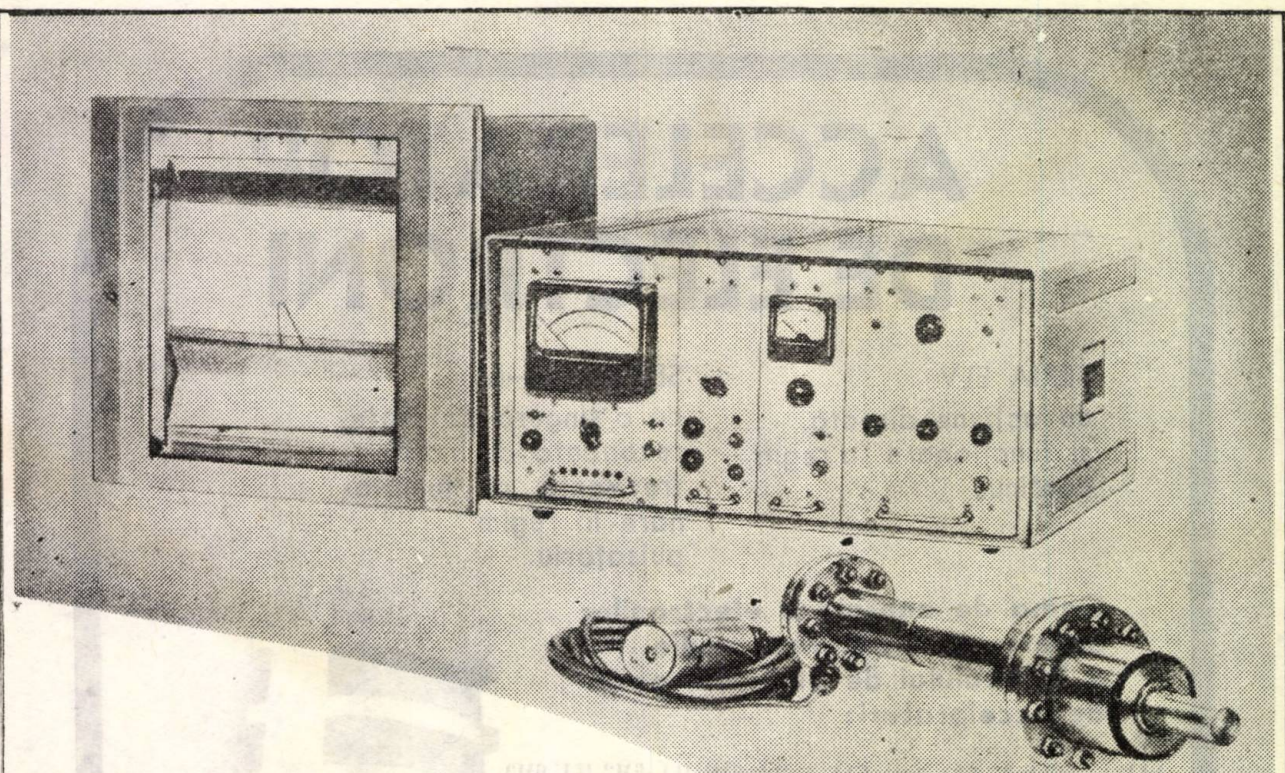


Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova URSS
Telefon 244—32—85
Telex : 411328 TSESU

PUBLICOM





Spectrometrul de masă

MKh-7303:

analiza calitativă a gazelor reziduale
în sistemele cu vid

MKh-7303 permite :

- controlul stării mediului în decursul operațiilor tehnologice sub vid ;
- studiul caracteristicilor sistemelor de pompare pentru fiecare constituent gazos ;
- localizarea pierderilor prin microneetanșeitate sub vid avansat și foarte avansat.

Caracteristici tehnice principale:

Gama de lucru, uma	1 la 400
Puterea de rezolvare, intensitatea razelor spectrale fiind de 50%, $M/\Delta M = 1 M$	
Sensibilitatea în argon, A/Pa	10^{-3}
Reproductibilitatea de citire, %	+ 2,5

Exportator :



Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244-32-85
Telex : 411328 TSE-SU

PUBLICOM

1983 MAR 1 71



electroexportimport



electroexportimport

For more technical-commercial
information, please contact our specialists
ELECTROEXPORTIMPORT
133, Calea Victoriei
Bucharest - Romania
Phone 50 28 70
Telex 11388

Offers its foreign partners a wide range of high-quality electrotechnical products
power and voltage transformers up to 400 kV, and distribution transformers

- high-voltage apparatus up to 400 kV;
- alternative and continuous current motors, special and micro-motors;
- power, telephone, signalling and winding electric cables and mains;
- electric insulation materials;
- accumulators, electric piles and batteries;
- generating sets, welding converters powered by electric motors or heat engines, apparatus for oxyacetylene welding;
- elevators for persons and goods;
- low-voltage apparatus and material for electric installations;
- electro-magnetic recording cassettes;
- lamp fittings for inside, outside and public lighting;
- incandescent, fluorescent, mercury vapour lamps, normal, special, car lamps, etc.
- household electric appliances (refrigerators, washing machines, vacuum cleaners, electric heaters, oil heaters, coffee-mills, hair driers etc.);
- electric handtools;
- assembly lines for electrotechnical items.
- licenses, Romanian patents, trademarks, surveys, designs, know-how, engineering, technology, assembly, technical assistance, personnel training and services in the field of electrotechnical industry.

E 2070

04

Electrot.
Victor



REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 26 • NR. 4 • DECEMBRIE 1982

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 26

Nr. 4

Decembrie 1982

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.3.012.8 : 621.315.616

CIRCUITE INTEGRATE MONOLITICE
COMPONENTE ELECTRONICE

*Bodea, M. ș.a. : Componente în procesul monolitice bipolar —
extinderea structurilor standard.*

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, p. 127

Articolul prezintă diverse componente electronice remarcabile prin ingeniozitatea concepțiilor, întâlnite de autori în diferite circuite integrate analogice moderne, care extind gama standard de componente.

CZ 621.3.012.8 : 621.316.052

CIRCUIT INTEGRAT MONOLITIC
DISTRIBUȚIE DE TEMPERATURĂ

Vișan, H., Bodea, M. : O expresie analitică pentru distribuția tridimensională de temperatură, dependentă de timp, într-un circuit integrat monolitic.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, p. 132

Lucrarea expune o expresie analitică pentru distribuția de temperatură, tridimensională, dependentă de timp, într-un circuit integrat (CI) monolitic, pornind de la geometria I și de la distribuția puterii disipate în circuit, constituind o extindere a rezultatelor obținute în [1]. Distribuția de temperatură, tridimensională, dependentă de timp, rezultă prin rezolvarea analitică a ecuației căldurii în condițiile specifice CI monolitice.

CZ 621.317

SISTEME CU MICROPROCESOR
ANALIZA DE SEMNĂTURĂ

Bașe, M., Coțreanu, N. : Utilizarea analizei de semnătură la realizarea echipamentelor cu microprocesor.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, p. 135

Se prezintă o analiză teoretică a circuitelor secvențiale pe baza transformatei Z. Concluziile stabilite conduc la aprecierea preciziei de detectare a erorilor prin utilizarea analizei de semnătură. Totodată se abordează metoda propriu-zisă și o variantă originală de analizor de semnătură destinat punerii la punct și depanării sistemelor cu microprocesor

CZ 658.562

FIABILITATE REȚELE DE COMUNICAȚII
CONTROL CONGESTIE ÎN REȚEA DE COMUNICAȚII

Lăzăroiu, D.F., Stăicuț, E. : Relația congestie-fiabilitate-disponibilitate în rețelele de comunicații de date cu comutare de pachete pentru interconectarea calculatoarelor.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 4, dec. 1982, p. 143

Necesitatea controlului congestiei într-o rețea de comunicații de date cu comutare de pachete rezultă, în principal, din faptul că mai mulți utilizatori folosesc în comun resursele de memorare și de comunicație ale rețelei. În lucrare se prezintă câteva tipuri de proceduri pentru controlul congestiei utilizate în diferite rețele pentru interconectarea sistemelor de calcul. După definirea fiabilității și disponibilității rețelei se arată că fenomenul de congestie apare ca o lipsă echivalentă de disponibilitate pentru utilizatorii rețelei privind serviciile de transmisie de date. Se introduc noi concepte de evaluare a

disponibilității rețelei, care au în vedere atât fiabilitatea echipamentelor, mentenabilitatea lor, cât și fenomenul de congestie.

CZ 658.562 : 621.38

INSPECȚIE INTERMITENTĂ
ESTIMARE DE MAXIMĂ VEROSIMILITATE
DISTRIBUȚIE WEIBULL

Băzu, M. : Model matematic pentru fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, p. 151

Se prezintă o metodă originală de estimare pe calculator a fiabilității dispozitivelor semiconductoare. Metoda a fost verificată prin compararea cu alte metode cunoscute din literatura de specialitate.

CZ 621.793 : 669.782

CONTACT OHMIC
SILICIU
DEPUNERE CHIMICĂ

Dan, Al. Petru ș.a. : Structura de interfață a contactelor Ni/Si realizate prin depunere chimică.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, p. 155

Investigări electrice și microfizice au pus în evidență structura complexă a contactului Ni/Si. În timpul tratamentului termic Ni reacționează cu Si dând naștere unei siliciuri. La interfața siliciură-Si se formează un strat superficial dopat cu atomi de P proveniți din depunerea chimică. Acest strat influențează decisiv proprietățile contactului.

CZ 621.38

MICROPROCESOARE
MODULE DE MEMORIE

Gârlașu, Dan : Microprocesoare de 8 biți.

E.E.A. — Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, p. 160

Se prezintă în mod comparativ cu dispozitive cunoscute, trăsături și performanțe ale unor microprocesoare care nu au constituit obiectul unor abordări teoretice sau implementări industriale până în prezent în țara noastră.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOTAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HANGANUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIU STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.012.8:621.315.616

МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

Бодя, М. и др.: Компоненты в монолитном двух-
полосном процессе — распространение стандартных
структур.

Е.Е.А.—Automatica și electronica 26, № 4, декабрь 1982, стр. 127

В статье представлены различные электронные компоненты, заслуживающие внимания ввиду изобретательности их концепции, встреченные автором в различных новейших аналогичных интегральных схемах, которые расширяют стандартный диапазон компонентов.

УДК 621.3.012.8:621.316.052

МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА ТЕМПЕРАТУРНОЕ РАСПРОСТРАНЕНИЕ

Вишан, Х., Бодя, М.: Аналитическое выражение
для трёхразмерного распределения, зависящего от
времени, в монолитной интегральной схеме.

Е.Е.А.—Automatica și electronica 26, № 4, декабрь 1982, стр. 132

В работе представлено аналитическое выражение для температурного распределения, трёхразмерного, зависящего от времени, в монолитной интегральной (ИС) схеме, исходя из геометрии ИС и из распределения рассеиваемой в схеме мощности, составляя расширение результатов, полученных в [1]. Температурное распространение, трёхразмерное, зависящее от времени, вытекает из аналитического решения уравнения теплоты в специфических условиях монолитных интегральных схем (ИС).

УДК 621.317

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ АНАЛИЗ ПОДПИСИ

Буше, М., Кодреану, Н.: Применение анализа под-
писи при создании микропроцессорной аппаратуры.

Е.Е.А.—Automatica și electronica 26, № 4, декабрь 1982, стр. 135

Представляется теоретический анализ последовательных цепей на основе преобразованной Z. Установленные выводы приводят к оценке точности определения погрешностей при использовании анализа подписи.

Одновременно затрагивается собственный метод и рассматривается оригинальный вариант анализатора подписи, предназначенного для настройки и ремонта микропроцессорных систем.

УДК 658.562

НАДЁЖНОСТЬ СЕТЕЙ СВЯЗИ КОНТРОЛЬ ЗА СКОПЛЕНИЕМ В СЕТИ СВЯЗИ

Лазарю, Д. Ф., Стэйкуц, Е.: Зависимость скопле-
ние-надёжность в сетях передачи данных с пере-
ключением пакетов для подключения ЭВМ.

Е.Е.А.—Automatica și electronica 26, № 4, декабрь 1982, стр. 143

Необходимость контроля за скоплением в сети пере-
дачи данных в основном вытекает из того, что большое

число потребителей совместно используют запоминающие и передающие ресурсы сети. В работе представлено несколько способов контроля за скоплением, используемых в различных сетях для подключения вычислительных систем. После определения надёжности и ресурсов сети, доказывается, что явление скопления появляется как эквивалентное отсутствие ресурсов сети для нужд потребителя, что касается обслуживания по передаче данных. Вводятся новые концепции оценки ресурсов сети, которые имеют в виду как надёжность оборудования, его сохранение, так и явление скопления.

УДК 658.562:621.38

ПЕРЕМЕЩАЮЩИЙСЯ КОНТРОЛЬ ОЦЕНКА МАКСИМАЛЬНОЙ ВЕРОЯТНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕЙБУЛ

Бызу, М.: Математическая модель надёжности полу-
проводниковых приборов.

Е.Е.А.—Automatica și electronica 26, № 4, декабрь 1982, стр. 151

Представляется оригинальный метод оценки надёжности полупроводниковых приборов с помощью ЭВМ. Метод был проверен путём сравнения с другими, известными из специальной литературы методами.

УДК 621.793:669.782

ОМИЧЕСКИЙ КОНТАКТ КРЕМНИЙ ХИМИЧЕСКОЕ ОСАЖДЕНИЕ

Дан, Ал. Петру и др.: Структура интерфейса кон-
тактов Ni/Si формирующаяся путём химического
осаждения.

Е.Е.А.—Automatica și electronica 26, № 4, декабрь 1982, стр. 155

Электрические и микрофизические исследования выявили сложную структуру контакта Ni/Si. При термической обработке Ni вступает в реакцию с Si, образуя силицид. На интерфейсе силицид — Si образуется поверхностный слой, насыщенный атомами Р, получившимися при химическом осаждении. Этот слой оказывает решающее влияние на свойства контакта.

УДК 621.38

МИКРОПРОЦЕССОРЫ МОДУЛИ ПАМЯТИ

Гырлашу, Дан: Микропроцессоры в 8 бпц.

Е.Е.А.—Automatica și electronica 26, № 4, декабрь 1982, стр. 160

Представляются в сравнении с уже известными устройствами, черты и характеристики некоторых микропроцессоров, которые до настоящего времени в нашей стране не затрагивались теоретически, и не получили промышленного применения.

INHALT

DK 621.3.012.8 : 621.315.316

INTEGRIERTE MONOLITHNHALTUNGEN ELEKTRONISCHE BESTANDTEILE

Bodea, M. u.a. : Bestandteile im monolithischen zweipoligen Vorgang Erweiterung der Standardstrukturen.

E.E.A.—Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, S. 127

Der Artikel stellt verschiedene elektronische Bestandteile dar die sich durch den Erfindungssinn der Auffassungen auszeichnen, die standardskala der Bestandteile erweitern und welche die Autoren in verschiedenen gleichartigen modernen integrierten Schaltungen fanden.

DK 621.3.012.8 : 621.316.052

INTEGRIERTE MONOLITHSCHALTUNG TEMPERATURVERTEILUNG

Vișan, H., Bodea, M. : Analytischer Ausdruck zur dreidimensionalen Verteilung, zeitabhängig, in einer integrierten Monolithschaltung.

E.E.A.—Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, S. 132

Das Werk stellt einen analytischen Ausdruck zur dreidimensionalen zeitabhängigen Temperaturverteilung in einer integrierten Monolithschaltung dar, beginnend mit der Geometrie der integrierten Schaltung und mit der Verteilung der in der Schaltung zerstrzten Leistung, darstellend eine Erweiterung der bei [1] erwerbeten Ergebnissen. Die dreidimensionale, zeitabhängige Temperaturverteilung folgt durch die analytische Auflösung der Wärmeleichung in den integrierten Monolithschaltungen entsprechen den Bedingungen.

DK 621.317

MIKROPROZESSRECHNERSYSTEME UNTERZEICHNUNGSANALYSE

Bușe, M., Codreanu, N. : Anwendung der Unterzeichnungsanalyse zur Ausführung der Ausrüstungen mit Mikroprozessrechner.

E.E.A.—Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, S. 135

Hiermit wird eine theoretische Analyse der sequentiellen Schaltungen auf Grund der Transformatierten Z durchgeführt. Die festgelegten Schlussfolgerungen tragen zur Einschätzung der Auffindungsgenauigkeit der Fehler durch Anwendung der Unterzeichnungsanalyse. Zugleich wird das eigentliche Verfahren und eine originelle Variante des Unterzeichnungsanalysors zur Klärung und Störungsbeseitigung der Mikroprozessrechnersysteme, besprochen.

DK 658.562

BETRIEBSSICHERHEIT DES VERKEHRNETZES KONGESTIONKONTROLLE IM VERKEHRNETZ

Lăzăroiu, D.F., Stăicuț, E. : Das Verhältnis, Kongestion-Betriebssicherheit-Disponibilität im Netzen von Datenmitteilungen mit Paketschaltung für das Zusammenschliessen der Rechner.

E.E.A.—Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, S. 143

Die Notwendigkeit der Kongestionkontrolle in einem Netz von Datenmitteilungen mit Paketschaltung, ergibt sich ers-

tens aus der gemeinsamen Anwendung mehrerer Anwender von Aufspeichungs- und Mitteilungshilfquellen des Netzes. Im Werk werden einige Methoden für die Kongestionkontrolle, verwendet im verschiedenen Netzen, für das Zusammenschliessen der Rechensysteme, vorgestellt. Nach Bestimmung der Betriebssicherheit und Disponibilität des Netzes wird das Kongestionphänomen als ein gleichwertiger Verlust von Disponibilitäten für die Anwender des Netzes, bezüglich den Mitteilungsbedienungen, angewiesen. Es werden neue Auffassungen von Einschätzung der Disponibilität des Netzes, berücksichtigend die Betriebssicherheit der Ausrüstungen, deren Mentabilität sowie das Kongestionphänomen, eingeführt.

DK 658.562 : 621.38

KONTROLLE INTERMITTENZ EINSCHÄTZUNG MÖCHSTER WAHREITSÄHNLICHKEIT

Băzu, M. : Mathematisches Modell für die Betriebssicherheit der Halbleitervorrichtungen.

E.E.A.—Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, S. 151

Es wird eine originelle Methode zur Einschätzung auf dem Rechner der Betriebssicherheit der Halbleitervorrichtungen, dargeboten. Die Methode wurde durch Vergleich mit anderen erkannten Methoden aus der Fachliteratur, geprüft.

DK 621.793 : 669.782

SPERRSCHICHTFREIER KONTAKT SILIZIUM CHEMISCHE ABLAGERUNG

Dan, Al. Petru u.a. : Interface-Struktur der Kontakte Ni/Si ausgeführt durch chemische Ablagerung.

E.E.A.—Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, S. 155

Elektrische und mikrophysische Nachforschungen unterstrichen die umfassende Struktur, des Kontakts Ni/Si. Während der thermischen Behandlung reagiert Ni mit Si und es ergibt sich ein Silizid. Bei der interface Silizid-Si bildet sich eine oberflächliche Schicht ausgefüllt mit P-Atomen die aus der chemischen Ablagerung herkommen. Diese Schicht beeinflusst entscheidend die Eigenschaften des Kontakts.

DK 621.38

MIKROPROZESSRECHNER SPEICHERMODULE

Gârlașu, Dan : Mikroprozessrechner von 8 Bit.

E.E.A.—Automatica și electronica 26, nr. 4, dec 1982, S. 160

Vergleichend mit bekannten Vorrichtungen werden Kennzeichen und Leistungen einiger Mikroprozessrechner die noch nicht den Gegenstand theoretischer Darstellungen oder industrieller Anwendungen bis jetzt im unserem Land gebildet haben, dargestellt.

CONTENTS

DC 621.3012.8 : 621.315.616

INTEGRATED MONOLITHIC CIRCUITS ELECTRONIC COMPONENTS

Bodea, M. : Components in the bipolar monolithic process-extension of standard structures.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 127

The paper introduces several electronic components, remarkable by their concept, met by the authors in different modern analogical integrated circuits extending the standard range of components.

DC 621.3.012.8 : 621.316.052

MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT TEMPERATURE DISTRIBUTION

Vișan, H., Bodea, M. : An analytical expression for tridimensional distribution, time dependent, in an integrated circuit.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 132

The paper presents an analytical expression for temperature distribution, time dependent, tridimensional, in an integrated (CI) monolithic circuit, starting from the CI geometry and the distribution of the dissipated circuit power being on extension of the obtained results in (1). The temperature distribution, tridimensional, time dependent, results from the analytical solving of heat equation in the specific monolithic CI conditions.

DC 621.317

MICROPROCESSOR SIGNATURE ANALYSIS

Bușe, M., Codreanu, N. : Use of signature analysis in microprocessor equipments achievement.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 135

A theoretical analysis is presented for sequential circuits, based on Z transformant. The established conclusions lead to the appreciation of detecting precision of errors by use of signature analysis. Concomitently the method is presented together with an original signature analyser for microprocessor operation and repair.

DC 658.562

RELIABILITY OF COMMUNICATION NETWORKS CONGESTION CONTROL IN THE COMMUNICATION NETWORK

Lăzăroiu, D, F., Stăieuf, E. : Relationship of congestion—reliability—disponibility in the data communication networks with package communication for computer interconnection.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 143

The need for congestion control in a data communication network with package communication results, mainly from

the fact that several users commonly employ the network memoration and communication resources. The paper presents several procedures for congestion control used in different networks for the calculating sistems interconnection. After the definition of reliability-disponibility in the network the congestion phenomenon appears like an equivalent of disponibility for the network users, concerning the data transmission. New evaluation concepts are introduced for availability, taking into account equipments reability their maintainability and the congestion phenomenon.

DC 658—562—2 : 621.38

DISCONTINUOUS INSPECTION MAXIMUM LIKELIHOOD ESTIMATION WEIBULL DISTRIBUTION

Bizu, M. : Mathematical model for the semiconductor devices reliability.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 151

An original method for semiconductor devices reliability estimation on computing basio. The method was tested by comparison with other methods known in the tehcnical literature.

DC 621.793 : 669.782

OHMIC CONTACT SILCON CHEMICAL DEPOSITION

Dan, Al. Petru and a. : The interface structure of the Ni/Si contacts by chemical deposition.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 155

The electrical and microphysical investigations have pointed out the complex structure of the Ni/Si contact. During the thermal treatment Ni reacts with Si, resulting a silicide. Upon the interface silicide—Si a layer is formed by P atoms doping, by chemical deposition. This layer influences the contact properties in a decisive way.

DC 621.38

MICROPROCESSORS MEMORY MODULES

Gârlașu, Dan : 8 bits microprocessors.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 160

In a comparative manner the features and performances of microprocessors are presented, for devices that werent previously tackled or industrially implemented in our country.

SOMMAIRE

CD 621.3.012.8 : 621.315.616

CIRCUITS INTÉGRÉS MONOLITHIQUES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Bodea, M. et d'a : Composants dans le cadre du processus monolithique bipolaire — extension des structures standard.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 127

Cet article présente divers composants électroniques remarqués par l'ingéniosité des conceptions, composants analysés par les auteurs dans le cadre de divers circuits intégrés analogiques modernes qui élargissent la gamme standard de composants.

CD 621.3.012.8 : 621.316.052

CIRCUIT INTÉGRÉ MONOLITHIQUE DISTRIBUTION DE TEMPERATURE

Vișan, H., Bodea, M. : Expression analytique pour la distribution tridimensionnelle, dépendante du temps, dans un circuit intégré monolithique.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 132

Cet ouvrage expose une expression analytique pour la distribution de température, tridimensionnelle, dépendante du temps, dans un circuit intégré (CI) monolithique, à partir de la géométrie CI et de la distribution de la puissance dissipée dans le circuit, constituant une extension des résultats obtenus en [1]. La distribution de température, tridimensionnelle, dépendante de temps, résulte grâce à la solution analytique de l'équation de la chaleur dans les conditions spécifiques aux circuits intégrés monolithiques.

CD 621.317

SYSTEMS A MICROPROCESSEUR ANALYSE DE SIGNATURE

Bușe, M., Codreanu, N. : Utilisation de l'analyse de signature en vue de réaliser les équipements à microprocesseur.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 135

On y présente une analyse théorique des circuits séquentiels ayant à la base la transformée Z. Les conclusions établies font aboutir à l'appréciation de la précision de détection des erreurs moyennant l'analyse de signature. A la fois on aborde la méthode proprement dite et une variante originale d'analyseur de signature destiné à la mise au point et au dépannage des systèmes à microprocesseur.

CD 658.562

FIABILITÉ DES RÉSEAUX DE COMMUNICATIONS CONTROLE DE LA CONGESTION DANS LE RESEAU DE COMMUNICATIONS

Lăzăroiu, D.F., Stăicuț, V. : Relation congestion — fiabilité — disponibilité dans les réseaux de communications de données à commutation de paquets pour l'interconnexion des ordinateurs.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 23, nr. 4, dec 1982, p. 143

La nécessité du contrôle de la congestion dans un réseau de communications de données à commutation de paquets

résulte, principalement, du fait que plusieurs usages emploient en commun les ressources de mémorisation et de communication du réseau. Dans cet ouvrage on présente certains types de procédures pour contrôler la congestion utilisée dans divers réseaux pour l'interconnexion des systèmes de calcul. Selon la définition de la fiabilité et de la disponibilité du réseau on souligne que le phénomène de congestion apparaît comme une absence équivalente de disponibilité pour les usagers du réseau concernant les services de transmission de données. On y introduit des concepts nouveaux d'évaluation de la disponibilité du réseau qui prennent en considération aussi bien la fiabilité des équipements, leur maintenabilité que le phénomène de congestion.

CD 658.562 : 621.38

INSPECTION INTERMITTENTE ESTIMATION DE VRAISEMBLANCE MAXIMALE DISTRIBUTION WEIBULL

Băzu, M. : Modèle mathématique pour la fiabilité des dispositifs semiconducteurs.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 151

On y présente une méthode originale d'estimer moyennant l'ordinateurs la fiabilité des dispositifs semi-conducteurs. La méthode a été vérifiée par rapport à d'autres méthodes qu'on connaît de la littérature de spécialité.

CD 621.793 : 669.782

CONTACT OHMIQUE SILICIUM DÉPÔT CHIMIQUE

Dan, Al. Petru et d'a : Structure d'interface des contacts Ni/Si réalisés par dépôt chimique.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 155

Des investigations électriques et micro-physiques ont mis en évidence la structure complexe du contact Ni/Si. Au cours du traitement thermique Ni entre en réaction avec Si résultant une siliciure. A l'interface siliciure—Si on obtient une couche superficielle dopée à atomes de P provenant du dépôt chimique. Cette couche influence décisivement les propriétés du contact.

CD 621.38

MICROPROCESSEURS MODULES DE MÉMOIRE

Gârlașu, Dan : Microprocesseurs 8 bits.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 26, nr. 4, dec 1982, p. 160

On y présente par rapport au dispositifs connus les traits et les performances de certains microprocesseurs qui n'ont pas constitué jusqu'à présent l'objet d'une approche théorique ou d'une introduction industrielle dans notre pays.

ANALYSE DE SIGNATURE

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Mașini-Unelte, Electrotehnică și Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695.

On a présenté par rapport au dispositif soumis les tests

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64-66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

— plata abonamentelor făcându-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru particulari este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA“, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, c. 2614.

2. L'annulation de l'impôt pour l'investissement de la loi

doresc să se aboneze la re-
CA, ELECTRONICA și AUTO-
inderii „ILEXIM” — departa-
București — Calea Grivitei
Ilex 01.12.26

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 4

CZ 621.3.012.8 : 621.315.616

CIRCUITE INTEGRATE MONOLITICE
COMPONENTE ELECTRONICE

Componente în procesul monolitic bipolar—extinderea structurilor standard

MIRCEA BODEA, HORIA VIȘAN, RADU MARINESCU, GABRIEL CRĂCIUNESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Fabricarea primelor circuite integrate (CI) monolitice bipolare a dus la definirea structurilor standard de componente integrate [1, 2]. În timp, gama de dispozitive și variante de dispozitive aflate la îndemina proiectantului de CI s-a dezvoltat permanent urmărind două direcții majore: îmbunătățirea performanțelor electrice și economia de arie.

Prima direcție a dus la apariția unor componente specifice CI: dioda Zener îngropată, tranzistorul de putere distribuit, tranzistoare superîmperecheate, senzor Hall etc.

Urmărind cealaltă direcție au fost realizate geometrii superficiale deosebit de ingenioase din punctul de vedere al exploatarei ariei și au fost imaginate componente distribuite (rezistoare și capacitoare) de arie mică și valori la limita superioară a realizărilor tradiționale.

În lucrarea de față sint prezentate diverse componente, remarcabile prin ingeniozitatea concepției lor, întâlnite de autori în diferite circuite integrate analogice moderne, care extind gama standard de componente.

1. Rezistoare

Principalele probleme puse de realizarea rezistoarelor integrate sint: obținerea unor valori mari de rezistență cu un consum mic de arie și obținerea rezistoarelor de precizie.

Soluția primei probleme este oferită de tehnica implantării ionice. Această tehnică permite obținerea unor straturi cu rezistență pe pătrat cuprinsă între 2 și 5 $k\Omega/\square$, bine

controlată în comparație cu rezistența pe pătrat a straturilor difuzate. Creșterea de 20...30 de ori a valorii rezistenței pe pătrat față de aceea a straturilor difuzate permite fabricarea comodă a unor rezistoare cu valori de ordinul zecilor de $k\Omega$.

Pentru obținerea rezistoarelor de precizie se folosesc, în general, două tehnici: ajustarea folosind masca de metalizare și trimerarea pe cip. Prima tehnică prevede realizarea unui număr mai mare de rezistoare decât cel necesar și interconectarea lor serie sau paralel (de obicei serie) până la obținerea valorii dorite. Tehnica trimerării pe cip presupune realizarea în paralel cu anumite rezistoare a unor diode polarizate invers (fig. 1), care se străpung prin aplicarea unui puls de curent invers, în etapa de testare pe plachetă. Dacă dioda nu este străpunsă ea nu contează în circuit, iar dacă este străpunsă ea șuntează rezistorul respectiv. Această metodă are marele avantaj că permite ajustarea parametrului electric de interes al circuitului în mod individual, în etapa de testare pe plachetă, dînd posibilitatea realizării unor performanțe ridicate cu randamente foarte bune. Geometria tipică a diodei folosită pentru trimerare este prezentată în figura 2. Se observă forma ascuțită a regiunii catodului care favorizează străpungerea distructivă.

2. Capacitoare

Realizarea capacitoarelor integrate pune probleme legate de consumul excesiv de arie; de aceea se încearcă obținerea unei capacități specifice cit mai mari.

Una din metodele utilizate constă în punerea în paralel a capacitoarelor care corespund

* Institutul politehnic-București, Bumbăcăria românească — Jilava, Întreprinderea microelectronica — București.

diverselor joncțiuni (polarizate invers) cu capacitorul MOS format între metalizarea de aluminiu și zona n^+ a difuziei de emitor. O soluție întâlnită în circuitul TCA730 (PHILIPS) este prezentată în figura 3. Se observă folosirea unei difuzii de zid de izolare pentru mărirea ariei joncțiunilor.

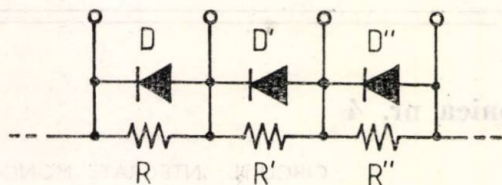


Fig. 1. Valoarea lanțului de rezistențe se ajustează prin străpungeră selectivă a diodelor; valoarea rezistenței reziduale a unei diode străpunse este, tipic, sub $1\ \Omega$.

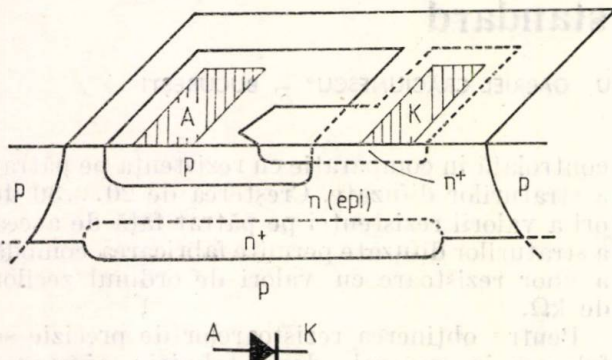


Fig. 2. Geometria tipică a unei diode de ajustare.

O altă soluție foarte ingenioasă este dată de folosirea joncțiunii zid de izolare-strat îngropat. Capacitorul prezentat în figura 4 se obține prin prelungirea stratului îngropat sub zidul de izolare, dar, din cauza ariei mici de contact, valoarea capacității obținute este relativ mică; în plus, capacitorul are o armătură la masă

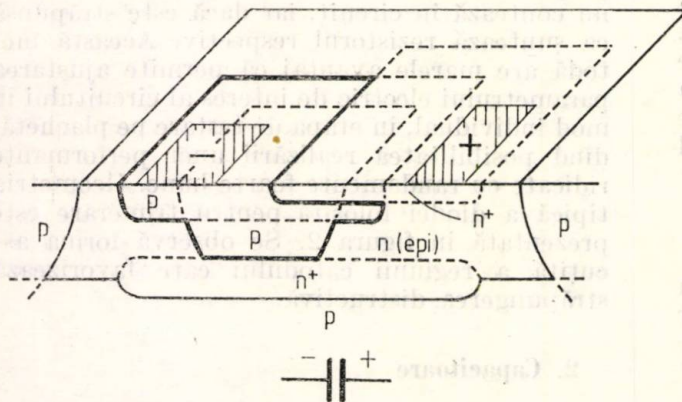


Fig. 3. Capacitor compus format prin punerea în paralel a capacitorului emitor-bază, a capacitorului colector-bază, a capacitorului zid de izolare-strat îngropat și a capacitorului MOS format între zona n^+ și metalizarea care acoperă toată această zonă (pentru a nu complica figura metalizarea nu s-a mai reprezentat). Linia îngroșată marchează conturul zonei în care se realizează efectul capacitiv.

(substratul). Avantajul esențial al acestei soluții constă în faptul că nu implică nici un consum suplimentar de arie.

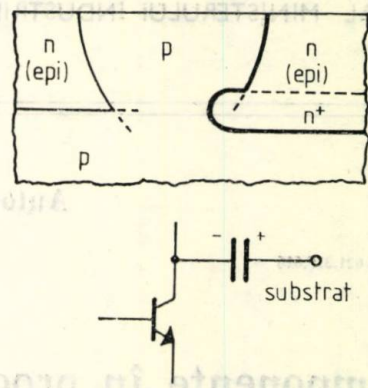


Fig. 4. Capacitorul zid de izolare-strat îngropat. Linia îngroșată marchează conturul zonei în care se realizează efectul capacitiv.

3. Grupuri RC distribuite

Se prezintă ca exemplu un grup RC distribuit din circuitul LM399 (NATIONAL SEMICONDUCTOR) (figura 5). Grupul RC, conectat între baza și colectorul unui tranzistor npn,

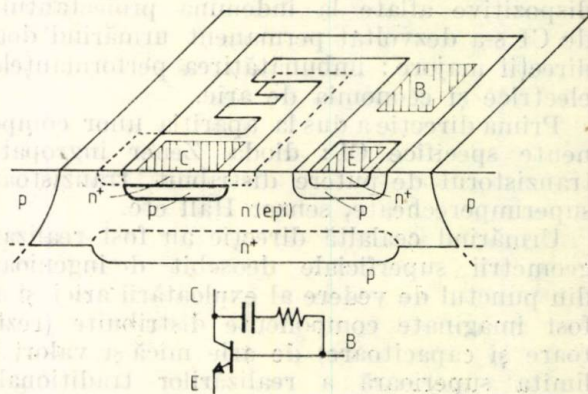


Fig. 5. Geometria unui grup RC distribuit, de compensare în frecvență, realizat în aceeași insulă izolată cu tranzistorul compensat. Linia îngroșată marchează conturul zonei în care se realizează efectul capacitiv.

este realizat în aceeași insulă izolată cu tranzistorul iar interconectările se fac în interiorul structurii; se obține astfel o folosire optimă a ariei.

4. Diode

Diodele nu pun în general probleme constructive deosebite. Atunci când se urmărește doar micșorarea consumului de arie se folosește ca soluție amplasarea diodelor pe capete de rezistoare (fig. 6) sau pe zidul de izolare,

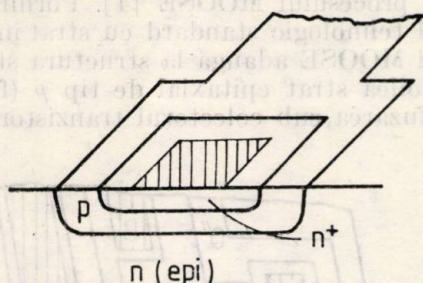


Fig. 6. Amplasarea unei diode (joncțiune EB) pe un capăt de rezistor (rezistor de bază).

5. Diode Zener

Realizarea diodelor Zener îngropate a marcat un progres important prin utilizarea diodelor „îngropate”, cu străpungere în volum. Anterior diodele Zener se realizau din joncțiuni emitor-bază operate în polarizare inversă. Deoarece străpungerea avea loc practic la suprafață ea era influențată de fenomenele de la interfața Si/SiO₂ ceea ce conducea la instabilitatea în timp a valorii tensiunii de străpungere. La diodele Zener îngropate se prevăd straturi puternic dopate în interiorul structurii astfel încât străpungerea să aibă loc în volum, influența fenomenelor de la interfața Si/SiO₂ fiind practic eliminată. Se obține astfel îmbunătățirea stabilității în timp a valorii tensiunii de străpungere și micșorarea zgomotului. Cele două soluții posibile prezentate în figurile 7 și 8 folosesc o difuzie adâncă p^+ (dioda cu puț) —

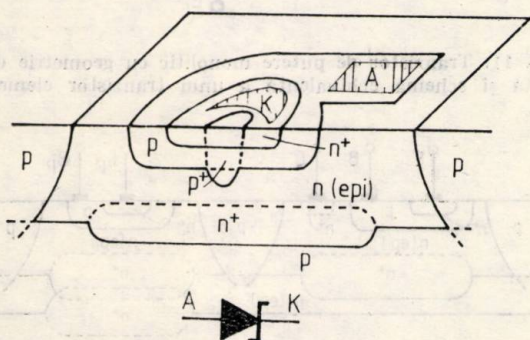


Fig. 7. Diodă Zener îngropată realizată printr-o difuzie p^+ adâncă (dioda cu puț).

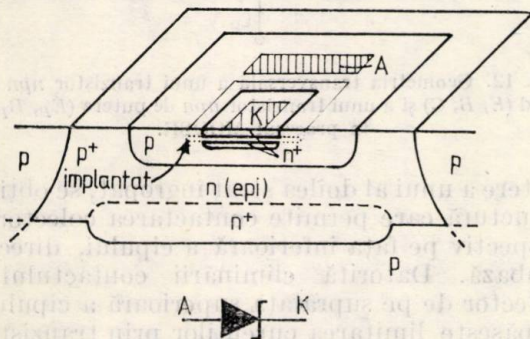


Fig. 8. Diodă Zener îngropată realizată prin implantare ionică.

soluție întâlnită în circuitul LM399 (NATIONAL SEMICONDUCTOR) și, respectiv, un strat implantat.

6. Tranzistoare bipolare

a — Împerecherea tranzistoarelor

Împerecherea tranzistoarelor prezintă două aspecte distincte: împerecherea electrică și termică.

Metoda curent utilizată pentru obținerea unor valori cât mai apropiate a unor parametri electrici (cum ar fi, de exemplu, tensiunea emitor-bază și câștigul în curent), pentru o pereche de tranzistoare constă în desenarea emitoarelor de formă circulară și de arie cât mai mare [2]. În acest fel se reduce în mod esențial influența erorilor determinate de măști și de procesul fotolitografic. Creșterea ariei emitorului determină în plus și un efect favorabil dat de medierea statistică mai eficientă a neuniformităților structurii siliciului și dopajului.

Problemele legate de împerecherea termică sînt mai complexe și se rezolvă prin desenarea unor geometrii superficiale specifice. Metoda folosită constă în proiectarea unei geometrii superficiale simetrice din punct de vedere termic față de o axă. Așezarea disipatorilor și a perechii diferențiale simetric față de acea axă asigură egalarea influențelor disipatorilor asupra fiecărui tranzistor din perechea diferențială, deci împerecherea termică. Desigur că, în mod obișnuit, nu este posibilă plasarea simetrică a tuturor disipatorilor. În acest caz, o compensare de primul ordin a influenței unor disipatori așezați nesimetric se obține prin desenarea perechii diferențiale sub formă de centroidă: patru tranzistoare așezate în cruce și conectate în paralel două câte două (fig. 9) [2].

Aplicarea directă a acestor două metode se poate observa în geometria superficială a circuitului BA726X (IPRS-Băneasa) prezentată în figura 10 [3].

Un exemplu de împerechere foarte bună este oferit de superperechea LM394 (NATIONAL SEMICONDUCTOR). Pe cip sînt realizate 100 de tranzistoare din care se formează două grupe de câte 50 conectate în paralel; emitoarele de formă circulară, numărul mare de tranzistoare și intercalarea tranzistoarelor din cele două grupe permit o mediere statistică eficientă, constituie explicațiile performanțelor excelente care se obțin.

b — Tranzistoare de putere

Inițial aceste tranzistoare au fost realizate prin mărirea ariei tranzistoarelor standard. Această soluție are dezavantajul major al formării de puncte calde ca urmare a neuniformităților distribuției de curent și ale mecanismului de reacție termică pozitivă. Depășirea acestui neajuns se realizează prin utilizarea

geometriei distribuite (fig. 11) care conduce la o disipație uniformă datorită rezistențelor de balast din emitorul fiecărui tranzistor elementar.

În domeniul tranzistoarelor de putere monolitice un salt important a fost marcat de elab-

borarea procesului MOOSE [4]. Pornind de la procesul tehnologic standard cu strat îngropat, procesul MOOSE adaugă la structura standard un al doilea strat epitaxial de tip p (fig. 12). Prin difuzarea sub colectorul tranzistorului de

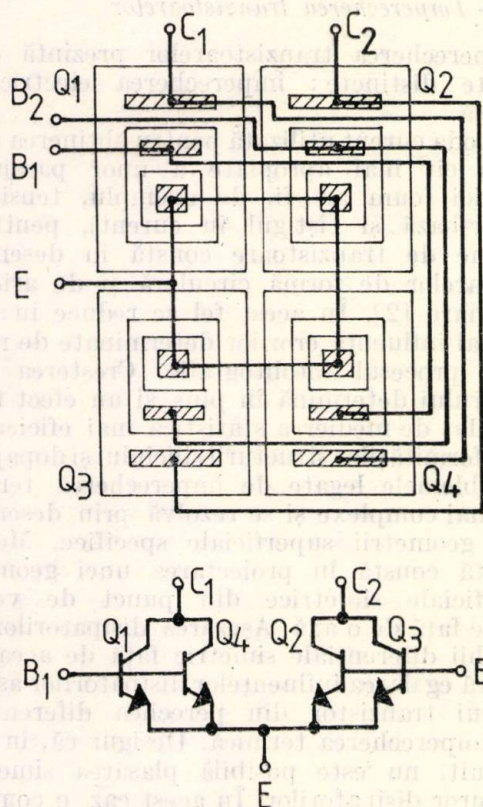


Fig. 9. Geometria superficială de tip centroidă pentru o pereche diferențială.

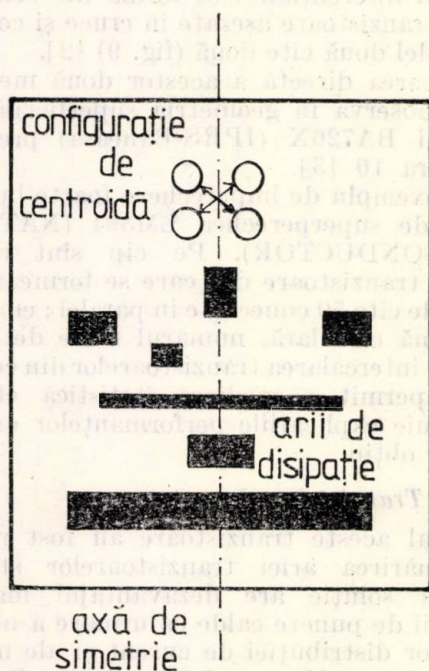


Fig. 10. Schema geometriei superficiale a CI BA726X.

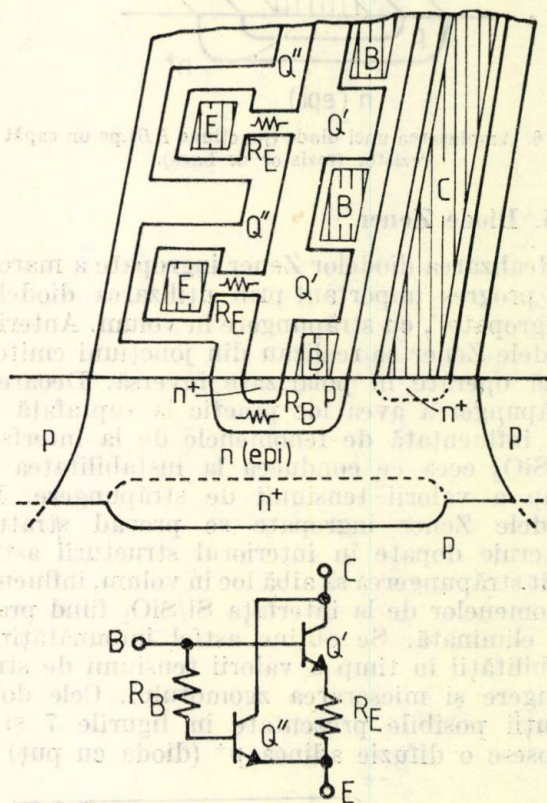


Fig. 11. Tranzistor de putere monolitic cu geometrie distribuită și schema echivalentă a unui tranzistor elementar.

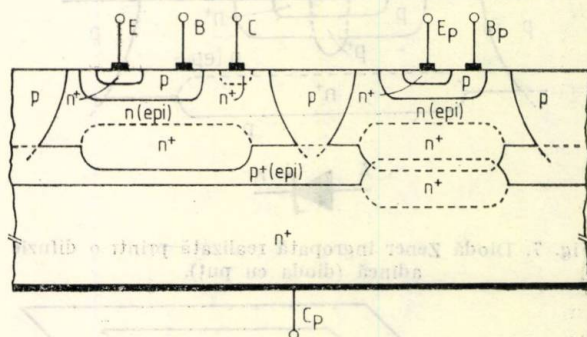


Fig. 12. Geometria transversală a unui tranzistor npn standard (E, B, C) și a unui tranzistor npn de putere (EP, BP, CP) în procesul MOOSE.

putere a unui al doilea strat îngropat, se obține o structură care permite contactarea colectorului respectiv pe fața inferioară a cipului, direct pe ambază. Datorită eliminării contactului de colector de pe suprafața superioară a cipului se depășește limitarea curenților prin tranzistorul de putere impusă de aria relativ mică a acestui contact și se atinge o valoare foarte mică a

+ și — se recunoaște un dipol de rezistență internă foarte mare, care se obține însă cu o cheltuială de arie extrem de mică, întreaga schemă „de pornire” fiind de mărimea unui plot.

Bibliografie

- [1] Bulucea, C.D., Vais, M., Profeta, H. Circuite integrate liniare, Editura tehnică, București, 1975.

- [2] Gray, P.R., Mayer, R.G. Analysis and design of analog integrated circuits, John Wiley, New York, 1978.

- [3] Vișan, H. Proiect de diplomă, Institutul politehnic București, 1981.

- [4] Electronics, May 19, 1981 (vol. 54).

- [5] Gheorghiu, V., Vild-Maior, A.A. Tranzistor pnp pentru circuite integrate, Brevet de invenție RSR nr. 73271/13.08.1976.

CZ 621.3.012.8 : 621.316.052

CIRCUIT INTEGRAT MONOLITIC
DISTRIBUȚIE DE TEMPERATURĂ

O expresie analitică pentru distribuția tridimensională de temperatură, dependentă de timp, într-un circuit integrat monolitic

HORIA VIȘAN*, MIRCEA BODEA** — BUCUREȘTI

Introducere

Lucrarea prezintă o expresie analitică pentru distribuția de temperatură, tridimensională, dependentă de timp, într-un circuit integrat (CI) monolitic, pornind de la geometria CI și de la distribuția puterii disipate în circuit, constituind o extindere a rezultatelor obținute în [1]. Se păstrează același mod de abordare ca în [1] — analitic — datorită avantajelor pe care le oferă față de metodele numerice: flexibilitate, volum mai mic de calcule, posibilitatea folosirii pentru obținerea unor valori concrete a unor calculatoare de performanțe medii.

Distribuția de temperatură, tridimensională, dependentă de timp, rezultă prin rezolvarea analitică a ecuației căldurii în condițiile specifice CI monolitice.

1. Ecuația căldurii

Propagarea căldurii în solide este descrisă de ecuația căldurii :

$$\rho c \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla(\sigma \nabla T) = Q, \quad (1)$$

unde :

- ρ este densitatea mediului;
- c — căldura specifică;
- σ — conductivitatea termică;
- Q — densitatea volumică de putere disipată;
- T — temperatura;
- t — timpul.

* Bumbăcăria românească — Jilava, ** Institutul politehnic — București — Facultatea de electronică.

Pentru rezolvarea ecuației se vor face câteva presupuneri simplificatoare :

— conductivitatea termică (σ), în general dependentă de temperatură, va fi considerată constantă, având o valoare σ_0 ;

— sistemul de coordonate poate fi particularizat la un sistem rectangular, particularizare justificată de forma paralelipipedică a cipului semiconductor;

— în cazul CI monolitice se poate considera că sursele de căldură sint situate pe suprafața cipului semiconductor, ceea ce conduce la înlocuirea densității volumice a puterii disipate — $Q(x, y, z, t)$ — cu densitatea superficială $P(x, y, t)$. Această aproximație este justificată de faptul că grosimea regiunii active a dispozitivelor integrate este neglijabil de mică față de grosimea cipului semiconductor.

Ținând seama de aceste presupuneri se obține forma liniară și omogenă a ecuației căldurii, care va fi tratată în continuare :

$$\rho c \frac{\partial T(x, y, z, t)}{\partial t} - \sigma_0 \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) T(x, y, z, t) = 0. \quad (2)$$

2. Modelul termic

Pentru rezolvarea ecuației (2) trebuie fixat un set de condiții la limită, care modelează conducția căldurii în CI monolitice. Se va folosi modelul termic original, prezentat schematic în figura 1, introdus în lucrarea [1].

Setul de condiții la limită corespunzător este următorul :

$$F|_{x=0} = F|_{x=L_x} = F|_{y=0} = F|_{y=L_y} = 0, \quad (3)$$

$$F|_{z=0} = P(x, y, t), \quad (4)$$

$$F|_{z=L_z} = G_{th}^*[T(x, y, L_z, t) - T_a] + C_{th}^* \frac{\partial}{\partial t} [T(x, y, L_z, t) - T_a], \quad (5)$$

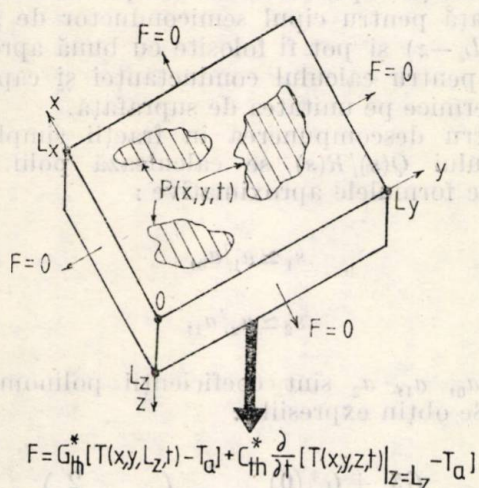


Fig. 1. Modelul termic utilizat pentru determinarea expresiei distribuției tridimensionale de temperatură, dependentă de timp, pentru un circuit integrat monolitic.

unde :

F este fluxul termic ;

G_{th}^* — conductibilitatea termică pe unitatea de suprafață, între cip și mediul ambiant ;

C_{th}^* — capacitatea termică pe unitatea de suprafață, între cip și mediul ambiant ;

T_a — temperatura mediului ambiant (presupus izoterm).

Ultima condiție la limită propusă este nouă în literatură și reprezintă o contribuție originală a autorilor. Această condiție la limită modelează comportarea termică a capsulei prin introducerea parametrilor (care se pot determina experimental) :

$$G_{th}^* = \frac{1}{R_{th}A}, \quad (6)$$

$$C_{th}^* = \frac{C_{th}}{A}, \quad (7)$$

unde :

R_{th} este rezistența termică cip-ambiant ;

C_{th} — capacitatea termică a capsulei ;

A — aria cipului (pe care se face metalizarea).

3. Rezolvarea ecuației

Prima etapă în rezolvarea ecuației (2) constă în aplicarea transformatei Laplace ecuației și condițiilor la limită. Ecuația devine :

$$T(s) = \frac{\sigma_0}{\zeta c} \frac{1}{s} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) T(s) = \frac{T(0)}{s}, \quad (8)$$

unde $T(s)$ este transformata Laplace a funcției $T(t)$. Factorul $(\sigma_0/\zeta c)$ se notează cu D_0 și reprezintă coeficientul de difuzie termică.

Se va presupune că la începutul procesului termic cipul se află la temperatura ambiantă, deci :

$$T(0) = T_a. \quad (9)$$

Rezolvarea ecuației (8) se face prin metoda separării variabilelor. Se obține soluția generală :

$$T(x, y, z, s) = \frac{T_a}{s} + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(m\pi \frac{x}{L_x}\right) \times \cos\left(n\pi \frac{y}{L_y}\right) [\gamma'_{mn} e^{k_z z} + \gamma''_{mn} e^{-k_z z}], \quad (10)$$

unde :

$$k_z = \sqrt{\frac{s}{D_0} + \left(\frac{m\pi}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_y}\right)^2}, \quad (11)$$

γ'_{mn} , γ''_{mn} sînt constante care se determină din condițiile la limită pentru fețele inferioară și superioară.

În această etapă se aplică condițiile la limită, pentru fețele superioară și inferioară, trecute prin transformarea Laplace :

$$\frac{\partial T(x, y, z, s)}{\partial z} \Big|_{z=0} = -\frac{P(x, y, s)}{\sigma_0}, \quad (12)$$

$$\frac{\partial T(x, y, z, s)}{\partial z} \Big|_{z=L_z} = \frac{G_{th}^* + sC_{th}^*}{\sigma_0} \left[T(x, y, L_z, s) - \frac{T_a}{s} \right]. \quad (13)$$

În relațiile (12), (13) transformata Laplace a funcției $P(x, y, t)$ s-a notat $P(x, y, s)$.

Se obține transformata Laplace a soluției căutate :

$$T(x, y, z, s) = \frac{T_a}{s} + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(m\pi \frac{x}{L_x}\right) \times \cos\left(n\pi \frac{y}{L_y}\right) \frac{P_{mn}(s)}{\sigma_0 k_z} \frac{\text{sh} k_z (L_z - z)}{\text{ch} k_z L_z} \times \frac{(G_{th}^* + sC_{th}^*) + \sigma_0 k_z \text{cth} k_z (L_z - z)}{(G_{th}^* + sC_{th}^*) + \sigma_0 k_z \text{th} k_z L_z}, \quad (14)$$

expresie în care s-a notat :

$$P_{mn}(s) = \frac{4}{L_x L_y (\delta_m + 1)(\delta_n + 1)} \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} \times \\ \times P(x, y, s) \cos\left(m\pi \frac{x}{L_x}\right) \cos\left(n\pi \frac{y}{L_y}\right) dx dy. \quad (15)$$

În continuare se realizează transformata Laplace inversă. În acest scop se prelucrează expresia $T(s)$ prin dezvoltări în serie pentru obținerea unei expresii raționale. Se folosesc dezvoltările aproximative :

$$\text{sh}(u) \simeq u + \frac{u^3}{6},$$

$$\text{ch}(u) \simeq 1 + \frac{u^2}{2},$$

pe baza cărora se obține expresia :

$$T(x, y, z, s) \simeq \frac{T_a}{s} + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(m\pi \frac{x}{L_x}\right) \times \\ \times \cos\left(n\pi \frac{y}{L_y}\right) \frac{P_{mn}(s)}{\sigma_0} \frac{Q(s)}{R(s)}, \quad (16)$$

în care s-a notat :

$$Q(s) = \left[C_{th}^* \frac{(L_z - z)^3}{6D_0} \right] s^2 + (L_z - z) \left[\frac{(L_z - z)^2}{6D_0} (G_{th}^* + G_{Si}^*(z)) + \right. \\ \left. + (C_{th}^* + C_{Si}(z)) + A C_{th}^* \frac{(L_z - z)^2}{6} \right] s + \\ + (L_z - z) \left[(G_{th}^* + G_{Si}^*(z)) \left(1 + A \frac{(L_z - z)^2}{6} \right) + \right. \\ \left. + \frac{(L_z - z)^3}{3} A G_{Si}^*(z) \right], \quad (17)$$

$$R(s) = \frac{L_z^2}{2D_0} (C_{th}^* + C_{Si}^*(0)) s^2 + \\ + \left[\frac{L_z^2}{2D_0} (G_{th}^* + G_{Si}^*(0)) + \left(\frac{AL_z^2}{2} + 1 \right) (C_{th}^* + C_{Si}^*(0)) + \right. \\ \left. + \frac{C_{Si}^*(0)}{2} (AL_z^2 + 1) \right] s + \left[\frac{AL_z^2}{2} (G_{th}^* + G_{Si}^*(0)) + \right. \\ \left. + G_{Si}^*(0) \left(\frac{AL_z^2}{2} + \frac{A^2 L_z^4}{6} \right) + G_{th}^* \right], \quad (18)$$

$$A = \left(\frac{m\pi}{L_x} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_y} \right)^2, \quad (19)$$

$$G_{Si}^*(z) = \frac{\sigma_0}{L_z - z}, \quad (20)$$

$$C_{Si}^*(z) = \frac{\sigma_0}{D_0} \frac{L_z - z}{3}. \quad (21)$$

Mărimile $G_{Si}^*(z)$ și $C_{Si}^*(z)$ au dimensiunile de conductanță (capacitate) termică pe unitatea de suprafață pentru cipul semiconductor de grosime $(L_z - z)$ și pot fi folosite cu bună aproximație pentru calculul conductanței și capacității termice pe unitatea de suprafață.

Pentru descompunerea în fracții simple a raportului $Q(s)/R(s)$ se calculează polii. Se folosesc formulele aproximative :

$$s_1 \simeq a_1/a_0, \quad (22)$$

$$s_2 \simeq a_2/a_1, \quad (23)$$

unde a_0, a_1, a_2 sînt coeficienții polinomului $R(s)$. Se obțin expresiile :

$$s_1 \simeq \frac{G_{th}^* + G_{Si}^*(0)}{C_{th}^* + C_{Si}^*(0)} + D_0 \left(A + \frac{2}{L_z^2} \right) + \\ + \frac{C_{Si}^*(0)}{C_{th}^* + C_{Si}^*(0)} \frac{AL_z^2 + 1}{L_z^2} D_0, \quad (24)$$

$$s_2 \simeq \frac{\frac{AL_z^2}{2} (G_{th}^* + G_{Si}^*(0)) + G_{th}^* + G_{Si}^*(0) \left(\frac{AL_z^2}{2} + \frac{A^2 L_z^4}{6} \right)}{\frac{L_z^2}{2D_0} (G_{th}^* + G_{Si}^*(0)) + \left(\frac{AL_z^2}{2} + 1 \right) (C_{th}^* + C_{Si}^*(0)) + \frac{C_{Si}^*(0)}{2} (AL_z^2 + 1)}. \quad (25)$$

Pentru simplificarea expresiilor se consideră aproximările :

$$C_{th}^* \gg C_{Si}^*(z), \quad (26)$$

$$G_{th}^* \ll G_{Si}^*(z), \quad (27)$$

justificate de valorile mult mai mari ale rezistenței și capacității termice ale capsulei față de cele ale cipului din siliciu.

Se fac notațiile :

$$\omega_t = \frac{G_{th}^* + G_{Si}^*(0)}{C_{th}^* + C_{Si}^*(0)} \simeq \frac{G_{Si}^*(0)}{C_{th}^*}, \quad (28)$$

$$\omega_x = \frac{D_0}{L_x^2}, \quad \omega_y = \frac{D_0}{L_y^2}, \quad \omega_z = \frac{D_0}{L_z^2},$$

unde mărimile introduse au sensul unor pulsații proprii termice: ω_t — pentru capsulă, ω_x , ω_y , ω_z — pentru cipul semiconductor. Cu aceste notații expresiile polilor devin:

$$s_1 \simeq \omega_t + (m\pi)^2 \omega_x + (n\pi)^2 \omega_y + 2\omega_z,$$

$$s_2 \simeq \frac{\omega_t}{3} [(m\pi)^2 + (n\pi)^2].$$

Deoarece, în mod tipic, pentru CI monolitice:

$$\omega_t < 1 \text{ rad/s, } \omega_x, \omega_y, \omega_z \simeq 100 \text{ rad/s,}$$

se deduce că:

$$s_1 \gg s_2, \quad (33)$$

ceea ce justifică presupunerea că polii sînt distanțați, folosirea formulelor (22), (23) fiind astfel valabilă.

În continuare se consideră doar polul dominant (s_1) și se obține următoarea expresie pentru $T(x, y, z, s)$:

$$T(x, y, z, s) \simeq \frac{T_a}{s} + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(m\pi \frac{x}{L_x}\right) \times \\ \times \cos\left(n\pi \frac{y}{L_y}\right) \frac{L_z - z}{3\sigma_0} \left(\frac{L_z - z}{L_z}\right)^2 [\omega_t + 2(m\pi)^2 \omega_x +$$

$$+ 2(n\pi)^2 \omega_y + 2\omega_z] \frac{P_{mn}(s)}{s + [\omega_t + (m\pi)^2 \omega_x + (n\pi)^2 \omega_y + 2\omega_z]}, \quad (34)$$

din care rezultă expresia distribuției de temperatură dependentă de timp:

$$T(x, y, z, t) \simeq T_a + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \cos\left(m\pi \frac{x}{L_x}\right) \times \\ \times \cos\left(n\pi \frac{y}{L_y}\right) \frac{L_z - z}{3\sigma_0} \left(\frac{L_z - z}{L_z}\right)^2 [\omega_t + 2(m\pi)^2 \omega_x + \\ + 2(n\pi)^2 \omega_y + 2\omega_z] \{P_{mn}(t) \otimes e^{-[\omega_t + (m\pi)^2 \omega_x + (n\pi)^2 \omega_y + 2\omega_z]t}\} \quad (35)$$

unde s-a notat prin $\otimes$ produsul de convoluție:

$$a(t) \otimes b(t) = \int_0^t a(\tau) b(t - \tau) d\tau. \quad (36)$$

Bibliografie

- [1] Bodea, M., Ionescu, M., Silard, A., Vișan, H. Determinarea analitică a distribuțiilor staționare de temperatură în circuitele integrate monolitice. În: E.E.A. — Automatica și Electronica, vol. 26 (1982), nr. 1, p. 8 — 13.

CZ 621.317

SISTEME CU MICROPROCESOR
ANALIZA DE SEMNĂTURĂ

Utilizarea analizei de semnătură la realizarea echipamentelor cu microprocesor

MARCUS BUȘE, NIȚĂ CODREANU* — BUCUREȘTI

Introducere

Creșterea numărului de calculatoare, minicalculatoare și microcalculatoare instalate a condus la intensificarea preocupărilor pentru asigurarea unor mijloace de punere în funcțiune și depanare cât mai operative și ieftine.

Metodele și mijloacele tradiționale, bazate pe înlocuirea modulelor defecte, sînt neeconomice și laborioase, necesitînd un nivel de pregătire tehnică ridicat.

O alternativă mult mai economică este tehnica analizei de semnătură care asigură detectarea defectelor pînă la nivel de nod de circuit. Analiza de semnătură se bazează pe procedeul

clasic de comprimare a secvențelor lungi de date în „semnături” în jur de patru digiți lungime. Pe baza schemei logice, completată cu semnăturile corecte la nivelul nodurilor, investigarea de la ieșiri spre intrări a circuitelor cu semnături defecte conduce la izolarea elementului cu intrări corecte și ieșiri defecte [1].

Firme consacrate ca Hewlet Packard, Millennium și altele [2], extind utilizarea analizei de semnătură datorită avantajelor economice, și anume:

— reducerea cheltuielilor de întreținere la beneficiar, deși are loc o deplasare a procesului de depanare de la furnizor către beneficiar;

— reducerea costurilor de punere în funcțiune la fabricant;

* Ing. Bușe, M. și ing. Codreanu, N. — Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — CCSITS — București.

— reducerea consumului de materii prime și materiale prin eliminarea divizării sistemului în module intersanjabile;
— simplitatea utilizării.

Asigurarea din faza de proiectare a facilităților hardware și software de aplicare a analizei de semnătură implică eforturi materiale și de concepție mult inferioare avantajelor menționate mai sus. Analiza de semnătură aduce în logică avantajele analizei analogice clasice. În timp ce tehnica analogică folosește schema pe care sînt notate tensiunile și/sau formele de undă ale semnalelor din nodurile principale, analiza de semnătură folosește schema completată cu semnăturile nodurilor.

Lucrarea tratează în prima parte circuitele secvențiale, pe baza transformatei Z în vederea determinării configurației optime a registrelor liniare de deplasare, din punct de vedere al obținerii unei precizii maxime în detectarea șirurilor de date care conțin erori. În continuare este propusă o variantă de analizor de semnătură realizat cu circuite TTL

1. Analiza teoretică a circuitelor secvențiale. Considerații generale

Dacă se consideră un semnal $x(t)$, se definește transformata Z :

$$Z[x(nT)] = X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} X(nT) \cdot z^{-n}, \quad (1)$$

cu proprietatea:

$$Z[x(nT - mT)] = z^{-m} Z[x(nT)]. \quad (2)$$

Dacă semnalul $x(t)$ este o succesiune de n biți, iar T perioada impulsurilor de citire (fig. 1),

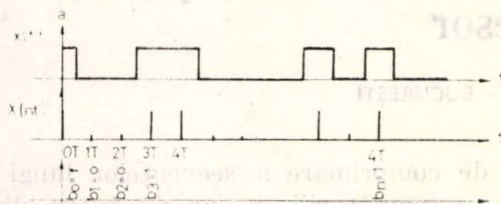


Fig. 1. Eșantionarea unui semnal logic $X(t)$.

atunci semnalul $\sum_{k=0}^n x(KT)$ conține aceeași cantitate de informație ca și $x(t)$, iar transformata Z corespunzătoare este:

$$X(z) = \sum_{i=0}^{n-1} X(nT) z^{-i}, \quad (3)$$

unde $x(nT)$ este 0 sau 1.

Dacă se notează succesiunea de biți:

$$b_0, b_1, b_2, \dots, b_n,$$

acestei succesiuni i se poate asocia funcția:

$$X(z) = \sum_{i=0}^n b_i \cdot z^{-i}. \quad (4)$$

În această relație originea axei timpului este momentul emiterii primului bit (b_0). Dacă se consideră ca origine de timp momentul emiterii ultimului bit (b_n):

$$X'(z) = \sum_{i=0}^n b_i \cdot z^{n-i} = z^n \cdot X(z) \quad (5)$$

Deci, secvența binară poate fi prezentată ca un polinom în Z . Multiplicarea cu z^{-1} corespunde la întârzierea cu o perioadă, iar cu z , avans în timp. Deci, corespondența fizică a lui z^{-1} este o celulă de întârziere (bistabil D).

Se adoptă pentru „+” suma modulo doi (sau exclusiv).

2. Funcția de transfer a unui circuit secvențial sincron

Dacă semnalul de intrare este $x(t) = \sum_0^k x(nT)$

și semnalul de ieșire $y(t) = \sum_0^p y(nT)$, un circuit secvențial liniar este caracterizat prin relația:

$$\sum_{i=0}^m K_i \cdot y(nT - iT) = \sum_{i=0}^r L_i \cdot x(nT - iT);$$

$$K_i, L_i = „0” \text{ sau } „1”, \quad (6)$$

sau:

$$y(z) \sum_{i=0}^m K_i \cdot z^{-i} = x(z) \sum_{i=0}^r L_i \cdot z^{-i}.$$

Rezultă:

$$F(z) = \frac{\sum_{i=0}^r K_i \cdot z^{-i}}{\sum_{i=0}^m L_i \cdot z^{-i}} = \frac{z^{-r}}{z^{-m}} \cdot \frac{\sum_{i=0}^r K_i \cdot z^{r-i}}{\sum_{i=0}^m L_i \cdot z^{m-i}}. \quad (7)$$

Vom considera două tipuri de circuite (fig. 2 a, b).

Pentru circuitul din figura 2a, se poate scrie:

$$Y(KT) = \sum_{i=0}^n K_i \cdot x(KT - iT) + \sum_{i=1}^n L_i \cdot y(KT - iT)$$

și rezultă:

$$F_a(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K_0 \cdot z^n + K_1 \cdot z^{n-1} + \dots + K_n}{z^n + L_1 z^{n-1} + \dots + L_n}. \quad (8)$$

Pentru circuitul din figura 2b :

$$V(KT) = x(KT) + \sum_{i=1}^n L_i \cdot Y(KT + iT),$$

$$X(KT) = \sum_{i=0}^n L_i V(KT + iT)$$

$$Y(KT) = \sum_{i=0}^n K_i \cdot v(KT + iT).$$

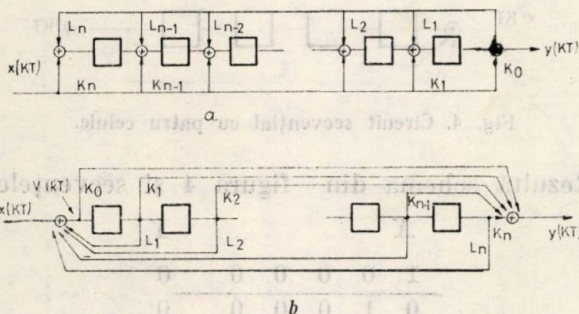


Fig. 2 a și b. Două circuite secvențiale cu funcții de transfer identice.

Rezultă :

$$F_b(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K_0 \cdot z^n + K_1 z^{n-1} + \dots + K_n}{z^n + L_1 z^{n-1} + \dots + L_n}. \quad (9)$$

Cele două tipuri de circuite realizează deci funcții identice.

Folosind același mod de calcul se demonstrează ușor că formula funcției de transfer dedusă este bună pentru orice tip de circuit secvențial cu reacție. Vor rezulta următoarele semnificații :

— pentru L_j : j este numărul de celule cuprinse în buclă ;

— pentru K_i : i este numărul de celule în afara buclei.

Aceste afirmații sînt valabile cînd buclele de reacție sînt cuprinse una în alta.

Dacă $L_{1,n} = 0$ se obține un circuit de tip multiplicativ :

$$Y(z) = \frac{X(z)}{z^n} (K_0 \cdot z^n + K_1 \cdot z^{n-1} + \dots + K_n). \quad (10)$$

Dacă, $K_{0,n-1} = 0$, $K_n = 1$, rezultă circuit de divizare :

$$Y(z) = \frac{X(z)}{z^n + L_1 \cdot z^{n-1} + \dots + L_n}. \quad (11)$$

Pentru $L_{1,n} = 0$ și $K_{0,n-1} = 0$, $K_n = 1$ se obține ecuația registrului de deplasare :

$$Y(z) = X(z) \cdot z^{-n}. \quad (12)$$

Deoarece, $Y(z) = F(z) X(z)$, rezultă că funcția de transfer poate fi determinată prin aplicarea la intrare a semnalului unitate :

$$1(z) = 1 + 0 \cdot z^{-1} + 0 \cdot z^{-2} + \dots$$

Se vor distinge două cazuri :

a — secvența de ieșire finită :

$$Y(z) = x_0 + x_1 \cdot z^{-1} + \dots + x_n \cdot z^{-n}.$$

Rezultă o funcție de transfer de tip multiplicativ :

$$F_m(z) = \frac{x_0 \cdot z^n + x_1 \cdot z^{n-1} + \dots + x_n}{z^n}. \quad (13)$$

b — secvența de ieșire infinită.

Într-un circuit secvențial cu n celule de întârziere se pot obține 2^n stări distincte. Deoarece în cazul cînd semnalul de intrare este zero starea circuitului este determinată doar de starea anterioară și deoarece numărul stărilor este limitat, rezultă că succesiunea stărilor este periodică. Din cele 2^n stări, starea zero este nepermisă în acest caz. Dacă ar apare această stare, stările următoare vor fi tot zero și va rezulta secvența finită.

Rezultă deci că perioada maximă de repetiție este $K \leq 2^n - 1$. Secvența de ieșire va fi deci o succesiune periodică a unui grup de K biți (se observă ușor în figura 2b : fiecare grup de n biți din secvență reflectă starea circuitului din momentul emiterii ultimului din cei n biți).

Deci, o secvență infinită de ieșire este obținută prin repetarea în timp a unei secvențe de lungime K :

$$\begin{aligned} F(z) &= p_1 \cdot z^{-1} + p_2 \cdot z^{-2} + \dots + p_K \cdot z^{-K} + p_1 \cdot z^{-1-K} + \\ &+ \dots + p_K z^{-2K} + \dots = (p_1 \cdot z^{-1} + p_2 \cdot z^{-2} + \\ &+ \dots + p_K \cdot z^{-K}) (1 + z^{-K} + z^{-2K} + z^{-3K} + \\ &+ \dots + z^{-rK}) = z^{-K} (p_1 \cdot z^{K-1} + p_2 \cdot z^{K-2} + \\ &+ \dots + p_K) \cdot \frac{1 + z^{-rK}}{1 + z^{-K}}, \end{aligned} \quad (14)$$

unde $r \rightarrow \infty$.

Deoarece funcția de transfer este un raport de polinoame cu număr limitat de termeni se poate adopta : $z^{-rK} = 0$.

Rezultă :

$$F(z) = \frac{p_1 \cdot z^{K-1} + p_2 \cdot z^{K-2} + \dots + p_K}{z^K + 1} = \frac{B(z)}{z^K + 1}. \quad (15)$$

Dacă $z^K + 1$ se divide prin $B(z)$, rezultă un circuit de împărțire. Secvența $p_1, p_2, \dots, p_K$ nu poate conține nici un grup de n biți consecutivi care să se repete.

Dacă se presupune că există o secvență :

$$(p_i, p_{i+1}, \dots, p_{i+n}) \equiv (p_j, p_{j+1}, p_{j+2}, \dots, p_{j+n});$$

$$i, j < k, \quad (16)$$

ar exista o secvență de lungime :

$$|i-j| < k,$$

sau : $k - |i-j| < k$.

O astfel de secvență se numește *pseudoaleatoare*. Într-o asemenea secvență orice grup de n biți începând cu oricare bit al secvenței constituie un cuvânt distinct.

Se observă în (8) și (9) că, dacă $p_1, p_2, \dots, p_n$ este o secvență pseudoaleatoare, $z^K + 1$, se divide prin $B(z)$ și rezultă că relația (14) reprezintă funcția de transfer a unui circuit împărțitor :

$$F(z) = \frac{1}{Q(z)}. \quad (17)$$

Se poate considera că secvența pseudoaleatoare începe cu 0.0...1 :

$$B(z) = 0 \cdot z^{K-1} + \dots + 0 \cdot z^{K-(n-1)} + 1 \cdot z^{K-n} + \dots + P_{n+1} \cdot z^{K-(n+1)} \dots$$

Rezultă că $Q(z)$ are rangul $K - (K - n) = n$.

Analizând relațiile (13) și (14) rezultă modalitățile de proiectare pentru astfel de circuite. Pentru edificare se dau următoarele exemple :

1. Se consideră secvența finită 100101. Rezultă funcția de transfer :

$$Z(z) = \frac{z^5 + z^2 + 1}{z^5 + 1}.$$

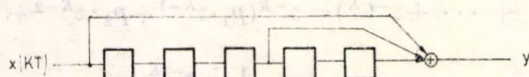


Fig. 3. Circuit secvențial cu cinci celule.

Circuitul corespunzător este prezentat în figura 3 și stările corespunzătoare sînt :

x	Y				
1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0
0	0	0	1	0	1
0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0

2. Se consideră că un circuit cu 4 celule emite o secvență repetitivă :

$$0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1.$$

$$Z(z) = \frac{z^{11} + z^{10} + z^9 + z^8 + z^6 + z^4 + z^3 + 1}{z^{15} + 1} = \frac{1}{z^4 + z^3 + 1}.$$

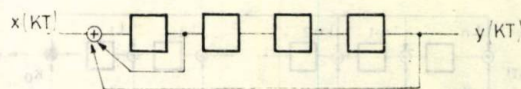


Fig. 4. Circuit secvențial cu patru celule.

Rezultă schema din figura 4 și secvențele :

X	Y				
1	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0
0	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	1	1
0	0	1	0	1	1
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	1
0	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	1	1
0	0	1	0	0	0
0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	1	1
0	1	0	0	0	0

Pentru un circuit de împărțire cu n celule se determină o secvență pseudoaleatoare și apoi împărțind $(Z^{2^n-1} + 1)$ la această secvență rezultă funcția de transfer a circuitului cu număr maxim de stări. În cazul cînd n este mare (de ex. 16) metoda devine practic imposibil de aplicat datorită gradului foarte mare al polinoamelor $B(z)$ și $Z^{2^n-1} + 1$.

Pentru simplificarea modului de determinare a funcției de transfer se pleacă de la observația că, $Q(z)$ trebuie să fie un polinom prim. Dacă se presupune că $Q(z) = Q_i(z) \cdot Q_j(z)$, unde $Q_i(z)$ și $Q_j(z)$ sînt două polinoame de rang i și $n-i$ ($i > 1$) rezultă :

$$F(z) = \frac{1}{Q_i(z)} \cdot \frac{1}{Q_{n-i}(z)}. \quad (18)$$

Deci, circuitul cu funcția de transfer $F(z)$ se compune din inserierea a două circuite cu funcțiile $\frac{1}{Q_i(z)}$ și $\frac{1}{Q_{n-i}(z)}$.

Fiecare din cele două circuite pot avea maximul de stări posibile $2^i - 1$ și respectiv 2^{n-i} . Rezultă că circuitul global are un număr maxim de stări distincte :

$$(2^i - 1) \cdot 2^{n-i} = 2^n - 2^{n-i} < 2^n - 1 = k.$$

Deci, pentru a obține o secvență de ieșire cu lungimea maximă trebuie ca $Q(z)$ să fie neapărat un polinom prim.

Rezultă că pentru a determina funcția de transfer a unui circuit cu n celule este suficient să se găsească un polinom de rang n nedivizibil.

În baza concluziilor stabilite s-a alcătuit un program pentru calculatorul Coral, în vederea determinării funcțiilor de transfer ale unor polinoame generatoare de secvențe de lungime maximă. S-a obținut :

— pentru 4 bistabile : $Z^4 + Z^3 + 1$; $Z^4 + Z + 1$

— pentru 6 bistabile : $Z^6 + Z^5 + Z^4 + Z + 1$; $Z^6 + Z^4 + Z^3 + Z^2 + 1$; $Z^6 + Z^5 + Z^2 + Z + 1$; $Z^6 + Z^5 + 1$; $Z^6 + Z^4 + Z^3 + Z + 1$; $Z^6 + Z + 1$

— pentru 8 bistabile : $Z^8 + Z^7 + Z^6 + Z^5 + Z^4 + Z^3 + Z^2 + 1$; $Z^8 + Z^7 + Z^6 + Z^5 + Z^4 + Z^3 + Z + 1$; $Z^8 + Z^7 + Z^6 + Z^5 + Z^4 + Z^3 + 1$, etc.

— pentru 16 bistabile : $Z^{16} + Z^{15} + Z^{14} + Z^{13} + Z^{12} + Z^{11} + Z^{10} + Z^9 + Z^8 + Z^7 + Z^6 + Z^5 + Z^4 + Z^3 + Z^2 + 1$; $Z^{16} + Z^9 + Z^7 + Z^4 + 1$, etc.

Principala aplicație a acestor circuite constă în determinarea erorilor într-un șir de date $D(z)$.

Se consideră un circuit cu n celule cu funcția de transfer :

$$F(z) = \frac{1}{P(z)} \quad (19)$$

Orice secvență de lungime $m > n$ poate fi scrisă :

$$D(z) = I(z) \cdot P(z) + R(z), \quad (20)$$

$R(z)$ fiind un polinom de rang $(n-1)$. Rezultă :

$$Y(z) = D(z) \cdot F(z) = I(z) + \frac{R(z)}{P(z)} \quad (21)$$

În momentul de timp luat ca referință circuitul va rămâne într-o stare determinată de $R(z)$ și anume în starea în care ar rămâne dacă la intrare s-ar aplica doar $R(z)$. Pentru o secvență unică $R(z)$ de n biți rezultă o stare unică. În figura 2b se observă că această stare este identică cu $R(z)$.

Deci, pentru 2^n secvențe de intrare distincte de n biți rezultă 2^n stări distincte pentru circuit (inclusiv starea 00...0).

Dacă se consideră secvențe de m biți ($m > n$) va rezulta că pentru $\frac{2^m}{2^n} = 2^{m-n}$ sec-

vențe va corespunde aceeași stare a circuitului la momentul de referință. Starea corespunzătoare se numește *semnătura secvenței*.

Apariția unei erori în secvența $D(z)$ este echivalentă cu adunarea unui polinom $E(z)$.

Se observă că orice secvență de eroare de forma $E(z) = P(z) \cdot I(z)$ (22)

nu schimbă semnătura și deci nu este sesizată.

Dacă apare un singur bit de eroare :

$$E(z) = Z^k. \quad (23)$$

Deoarece Z^k nu se divide prin $P(z)$ rezultă că întotdeauna acest tip de eroare este detectat.

Dacă apar doi biți de eroare :

$$E(z) = Z^k + 1. \quad (24)$$

Pentru ca acest tip de eroare să nu fie depistat trebuie ca $Z^k + 1$ să se dividă prin $P(z)$. Acest lucru se întâmplă cînd $K = 2^n - 1$. În concluzie, distanța dintre doi biți eronați trebuie să fie $2^n - 1$ pentru a nu fi depistați.

Dacă $m < 2^{n-1}$ orice eroare de 2 biți va fi detectată. În cazul cînd :

$$E(z) = Z^k P(z), \quad (25)$$

rezultă că o eroare nedetectabilă corespunde la modificarea unui număr de biți egal cu numărul de termeni ai polinomului $P(z)$. O astfel de perturbație apare grupată pe un interval de $n+1$ biți. Deoarece probabilitatea de apariție a unei astfel de erori este cu atît mai mică cu cît numărul de biți modificați este mai mare rezultă că este indicat ca $P(z)$ să aibă cît mai mulți termeni. În felul acesta nu vor fi detectate erori cu probabilități de apariție mai mici (primul exemplu dat pentru $n = 16$).

Dintre multiplele aplicații ale unor astfel de circuite (înregistrarea datelor pe bandă magnetică, disc, comunicații), în partea a doua a lucrării este prezentată metoda de punere în funcțiune și depanare a echipamentelor digitale numită *metoda analizei de semnătură*.

3. Analiza de semnătură—principiu și condiții de utilizare

Metodele tradiționale de control pentru secvențele lungi de date bazate pe sumele de control sînt deficitare din punct de vedere al preciziei [2]. Meritul firmei H.P. este de a fi extins *utilizarea registrului de deplasare cu reacție liniară* în domeniul analizei secvențelor logice lungi.

Așa cum rezultă din figura 5, secvența de date este prelucrată printr-o operațiune de

însușirea modulo doi, utilizând un registru de deplasare cu reacție liniară. Registrul este sincronizat pe același clock cu șirul testat. Indiferent de lungimea secvenței de la intrare, în final sînt reținuți numai biții rămași în regis-

Asigurarea condițiilor de aplicare a analizei de semnătură presupune considerarea, din proiectare, a unor mijloace software și hardware specifice. Astfel, o parte din memoria ROM va conține un *program de diagnosticare* care, de

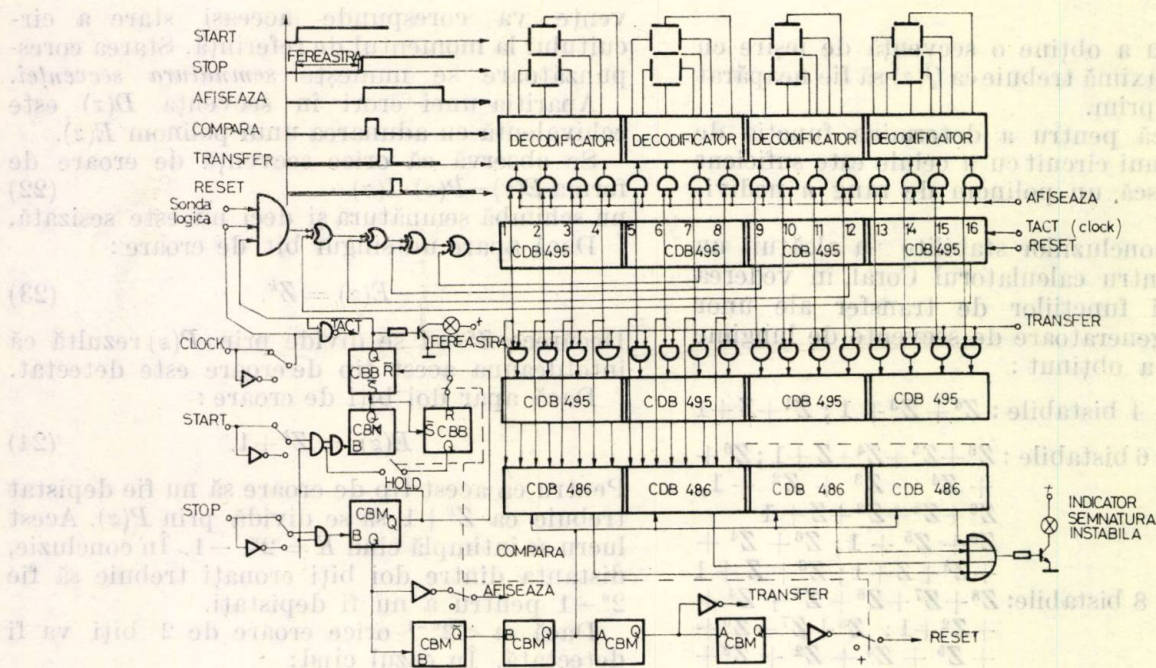


Fig. 5. Schemă electronică a unui analizor de semnătură.

tru ca rezultat al însumării modulo doi. Capturarea datelor la intrare se face ca în figura 6. Preluarea datelor flotante se realizează ca în figura 7.

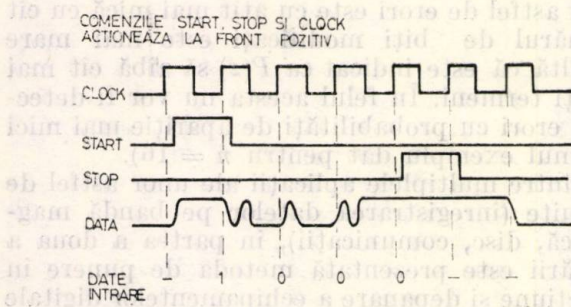


Fig. 6. Principiul de capturare a datelor la intrare.

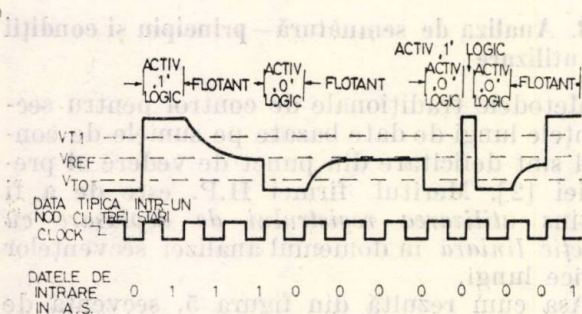


Fig. 7. Preluarea datelor flotante.

regulă, nu are decît rol de stimulare a cît mai multor noduri ale sistemului. În prealabil se ridică schema semnăturilor corecte ale tuturor nodurilor, utilizînd un sistem care funcționează corect. Întreruperea căilor de reacție, care forțează intrarea în bucle, se poate face, prin mijloace hardware (comutatoare, ștrăpuri, conectoare) sau prin invalidare software a unor porți logice. Dacă defectul este în unitatea centrală și nu poate fi rulat programul de diagnosticare, se poate asigura din proiectare un stimul care să determine numărătorul indicator de adrese să parcurgă cîmpul de adrese. Pentru aceasta este suficient să se deblocheze bus-ul de date/instrucțiuni și să se forțeze o instrucțiune NOP.

Pe această cale se pot verifica toate liniile de adrese și noduri aferente. Circuitele asincrone ca monostabilele, DMA-urile, memoriile dinamice, întreruperile, convertoarele A/D și D/A trebuie forțate în regimuri sincrone pe căi hardware sau software, sau dacă nu, invalidate. În figurile 8, 9 sînt date exemple de programe de diagnosticare pentru diferite blocuri componente ale unui sistem.

4. Un analizor de semnătură realizat cu circuite TTL

Schema electrică a variantei propuse este prezentată în fig. 5. Registrul de deplasare este

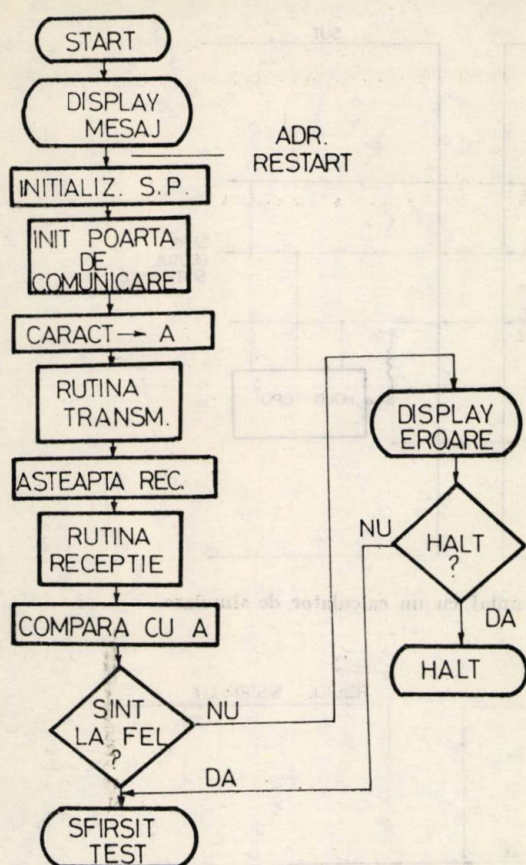


Fig. 8. Organigramă diagnosticare I/O serie.

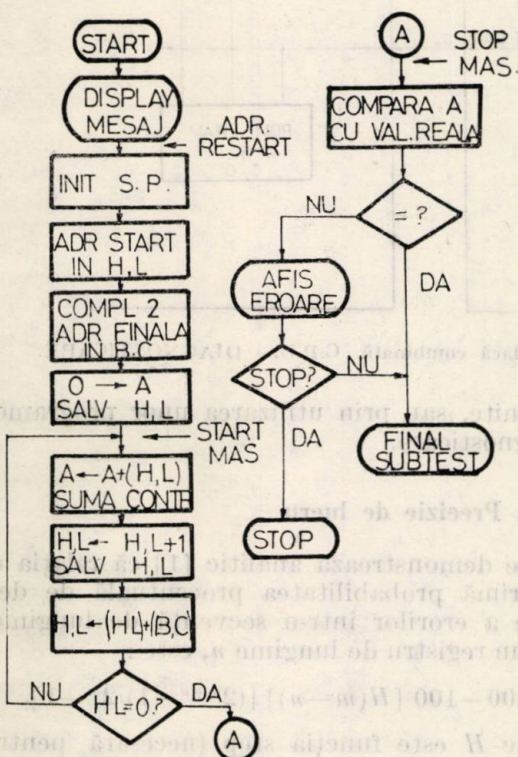


Fig. 9. Organigramă diagnosticare ROM.

format din patru circuite CDB 495 conectate
in serie in regim de deplasare spre dreapta pe
o lungime de 16 biti.

Sumatorul modulo doi este sintetizat cu cele patru celule SAU EXCLUSIV cuprinse într-un circuit integrat CDB 486.

Decodificarea și afișarea informației conținute în registru după operațiunea de însumare modulo doi, care constituie „semnătura” propriu-zisă, se efectuează prin intermediul decodificatoarelor CDB 447 și a unor afișoare cu 7 segmente.

Circuitele de intrare asigură introducerea secvenței de date condiționată de semnalul de clock și de semnalele de START și STOP care determină lungimea secvenței.

Logica de funcționare formează semnalele următoare (fig. 5) :

— „AFIŞEAZĂ” — comandă transferul informaţiei din registrul de deplasare principal în unitatea de afişare;

— „COMPARĂ” — validează comparația între semnătura precedentă, reținută în registrul de deplasare secundar, și secvența prezentată în registrul de deplasare principal;

— „TRANSFER” — permite transferul informației din registrul principal în registrul secundar :

— „RESET”— inițializează registrul de deplasare după fiecare secvență de măsură.

În urma comparației a două secvențe consecutive rezultă un semnal care indică dacă semnătura este instabilă.

Din semnalele de START și STOP se formează un semnal de indicare luminoasă a ferestrei de intrare a secvenței.

Schema prezentată cuprinde facilitățile de adaptare la frontul pozitiv sau negativ al semnalelor de intrare, precum și funcționarea în regim „HOLD” care permite înregistrarea unei singure secvențe.

În figura 10 este prezentat un exemplu de utilizare a analizorului de semnătură în interacțiunea cu un calculator de stimulare specializat, iar fig. 11 prezintă schema-bloc a unui sistem care conține capacitățile de aplicare a analizei de semnătură.

5. Interpretarea semnăturilor false

O semnătură „0000” indică nodurile puse la masă.

O semnătură similară cu cea corespunzătoare sursei de +5 V indică nodurile necorectate și nodurile legate de alimentare. Dacă nu există unul din cazurile de mai sus, rezultă că, probabil, o componentă adiacentă la nodul respectiv este defectă. În continuare nodul poate fi inspectat vizual, și/sau cu o combinație de sonde logice se detectează componenta defectă. Sînt cazuri în care metoda nu poate fi aplicată.

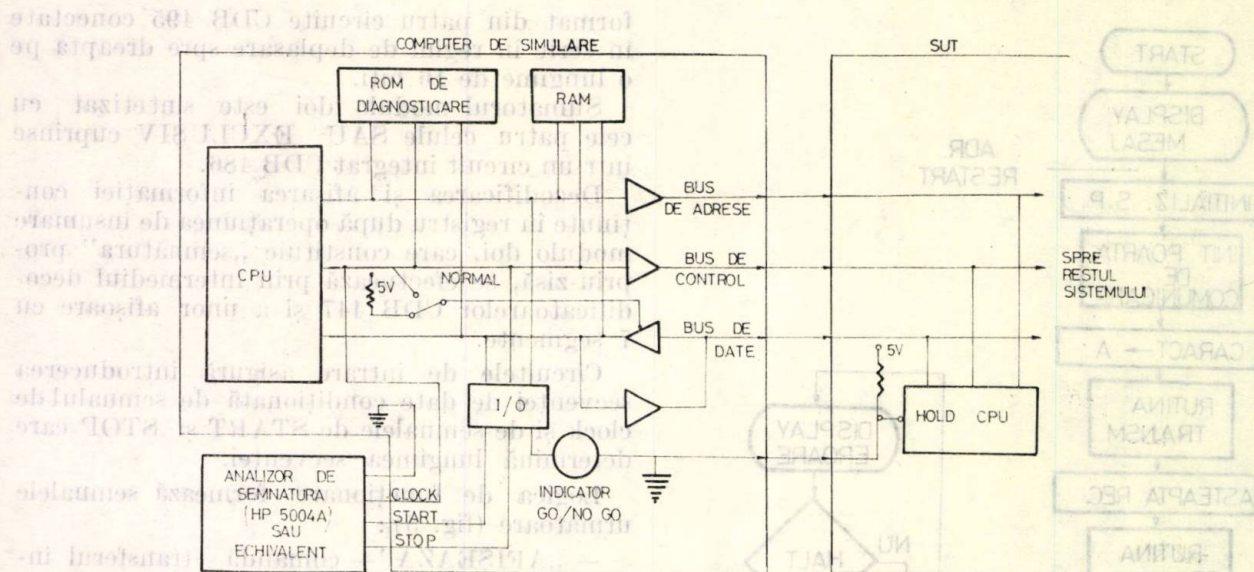


Fig. 10. Utilizarea analizorului de semnătură în cuplaj cu un calculator de simulare.

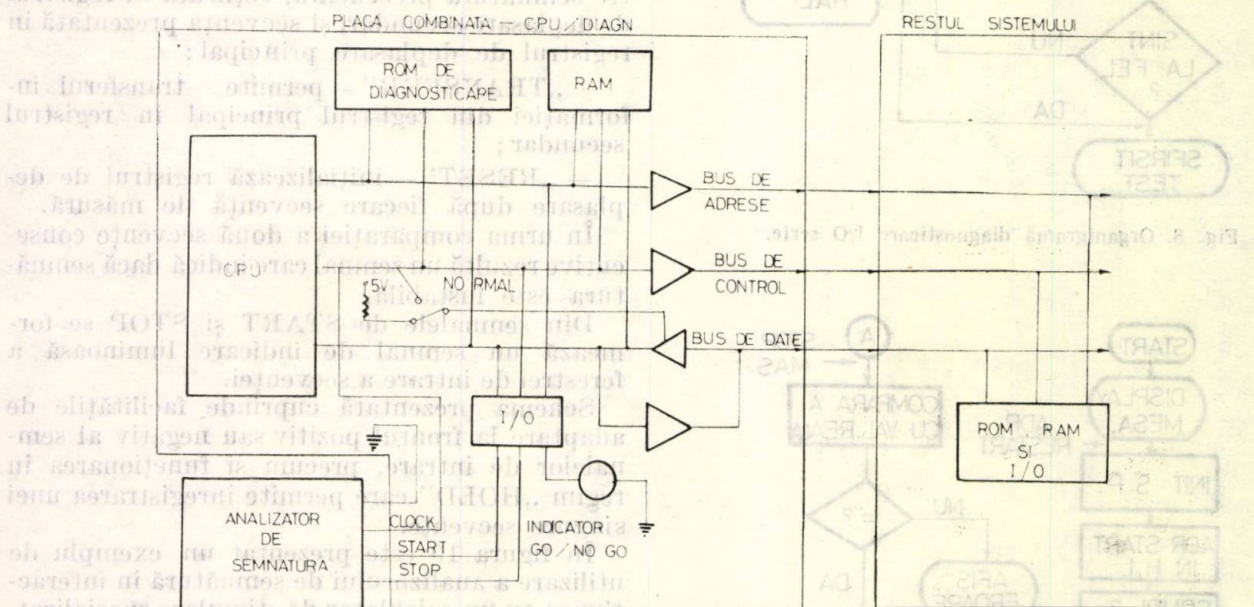


Fig. 11. Utilizarea analizorului de semnătură în cuplaj cu o placă combinată C.P.U.— DIAGNOSTICARE.

Astfel :

- stimulii nu pot excita întotdeauna toate nodurile ;
- pot să apară semnături instabile cauzate de existența unor circuite sau evenimente asincrone, sau de întârzieri intervenite pe căile de măsurare ;
- apariția unor semnături stabile, dar care sînt diferite de la o oprire-pornire la alta. Este cazul circuitelor care după fiecare pornire-oprire trec în stări întîmplătoare (memorii RAM, registre, bistabile etc.). Problema aceasta se rezolvă asigurînd din proiectare linii de resetare care să ducă anumite circuite în stări bine

definite, sau prin utilizarea unor programe de diagnosticare.

6. Precizie de lucru

Se demonstrează analitic [1] că relația care exprimă probabilitatea procentuală de depistare a erorilor într-o secvență de lungime m cu un registru de lungime n , este :

$$100 - 100 [H(m-n)] [(2^{m-n} - 1)/2^m - 1], \quad (26)$$

unde H este funcția step (necesară pentru a obține funcția zero pentru secvența de lungime $\leq n$).

Dacă m devine suficient de mare, termenul de eroare devine aproximativ 2^{-n} .

Astfel că, pentru $n = 16$, eroarea de detecție a unui șir eronat este mai mică decât 1 din 2^{16} , indiferent de m , ceea ce înseamnă o precizie de 99,998%.

Pentru numărarea tranzițiilor, probabilitatea de detecție a unei erori într-o secvență de lungime m este dată de relația:

$$P(\%) = 100 - \left[\frac{100}{2^m(2^m - 1)} \sum_{r=0}^m \left[\frac{m!}{(m-r)!r!} \right] \cdot \left[\frac{m!}{(m-r)! \cdot r!} - 1 \right] \right], \quad (27)$$

unde r este o variabilă oarecare.

Cele două relații sînt valabile pentru cazul general cînd este afectată de erori întreaga secvență, caz mai rar întîlnit în practică. Mai tipice sînt erorile care afectează cîțiva biți. Meritul analizei de semnătură este de a detecta defectele cele mai subtile (erori monobit) existente în secvențe foarte lungi. Prin comparație, metoda sumelor de control poate pierde pînă la 50% din erori.

CZ 658.562

Relația congestie-fiabilitate-disponibilitate în rețelele de comunicații de date cu comutare de pachete pentru interconectarea calculatoarelor

DUMITRU FELICIAN LĂZĂROIU, EMIL STĂICUȚ* — BUCUREȘTI

Introducere

Comunicația între calculatoare interconectate într-o rețea este caracterizată de transferul unui număr de mesaje relativ scurte și rare. Pentru astfel de aplicații, tehnica comutării de pachete s-a dovedit a fi mai economică și mai eficientă decât tehnica clasică de comutare de circuite. Aceasta, în principal, datorită faptului că timpul necesar pentru stabilirea unei legături între două puncte din rețea, folosind tehnica comutării de circuite, este relativ mare, în comparație cu timpul de transmisie a unui mesaj, și, totodată, liniile de comunicații de date sînt utilizate mai eficient, datorită

7. Concluzii

În prima parte a lucrării se face o analiză a circuitelor secvențiale și se stabilește o metodă de proiectare a acestora pentru diverse aplicații.

În partea a doua se prezintă, ca aplicație, utilizarea analizei de semnătură în depanarea sistemelor cu microprocesor. Se dă ca exemplu schema electrică a unui analizor de semnătură, conceput cu componente autohtone.

Analizorul prezentat va fi utilizat la punerea în funcțiune și depanarea sistemelor cu microprocesor care vor fi realizate, precum și ca material didactic de laborator în cadrul cursurilor de aplicații ale microprocesoarelor.

Bibliografie

- [1] Gary Gordon, Hans Nading. Hexadecimal signatures identify troublesports in microprocessor systems. În: Electronics — march 3, 1977.
- [2] Integrated Computer Systems Publishing Co: Troubleshooting Microprocessor based Systems.
- [3] Robert Morris, John Miller. Proiectarea cu circuite integrate TTL.
- [4] John Mittelbach. Put testability into PC boards. În: Electronics Design 12, june 7, 1978.

FIABILITATE REȚELE DE COMUNICAȚII
CONTROL CONGESTIE ÎN REȚEA DE COMUNICAȚII

rită faptului că se realizează o multiplexare a datelor mai multor utilizatori [1].

Deoarece sistemele de calcul ce comunică într-o rețea sînt independente între ele, trebuie stabilite reguli pentru a asigura transferul sigur și corect de informații. Aceste seturi de reguli sînt denumite în literatura de specialitate *proceduri de control al traficului* [2].

Orice rețea de comunicații are o limită a traficului pe care-l poate suporta. Rețeaua trebuie să aibă posibilitatea de a respinge cumva traficul peste această limită. O rețea se numește congestionată atunci cînd este în starea în care trebuie să refuze trafic din afară [3].

1. Necesitatea controlului congestiei

În figura 1 se arată o curbă tipică de variație a ratei de transfer a pachetelor de date (RTP)**

* Prof. dr. ing. Lăzăroiu, F.D., Facultatea de automatică, Institutul politehnic București; ing. Stăicuț, E. — Institutul central pentru conducere și informatică (ICI) — București.

prin rețea, în funcție de rata de intrare a pachetelor de date (RIP)** în rețea. Se observă că indicatorul de performanță RTP al rețelei

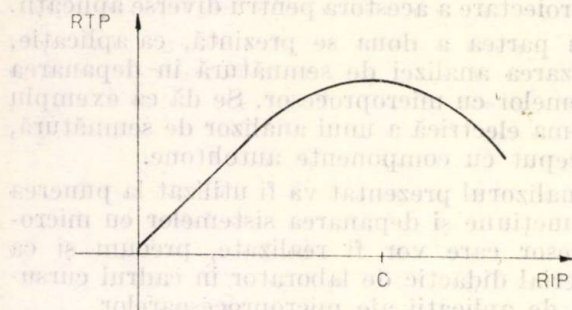


Fig. 1. Variația ratei efective de transfer a pachetelor de date, C fiind capacitatea de transmitere a liniei.

crește uniform cu traficul de intrare în rețea RIP , însă pe măsură ce traficul de intrare în rețea se apropie de capacitatea maximă de transmitere C a rețelei, curba se aplatisează, atinge un maxim, după care scade. Creșterea în continuare a traficului de intrare în rețea reduce semnificativ rata de transfer a pachetelor.

Principala cauză care duce la scăderea performanțelor unei rețele de comutare de pachete este risipa de resurse (capacitate de memorare și capacitate de transmitere). Risipa de buffere de memorare este o consecință indirectă a capacității de memorare finită a nodului de comutare. Un flux de date între doi utilizatori poate fi blocat într-un nod intermediar de pe calea sursă-destinație, din cauză că toate bufferele de memorare sînt ocupate de alte fluxuri de date. Aceasta poate avea loc chiar dacă liniile de comunicație de pe calea sursă-destinație nu sînt supraincărcate, cauza scăderii ratei de transfer de date fiind faptul că unii utilizatori țin ocupate, fără a fi necesar, bufferele dintr-un nod congestionat.

În figura 2 se arată un exemplu simplu în care se ilustrează scăderea ratei de transfer a datelor, ce are loc atunci cînd printr-un nod trec două fluxuri de date, corespunzătoare comunicației între resursele de calcul A_1-A_2 și respectiv B_1-B_2 . Ambele fluxuri de date trec prin nodul X , conform figurii 2, și nu au nicio linie de comunicație în comun. Capacitatea de transmitere pe liniile de comunicație dintre noduri este C (exprimată în biți/s sau pachete/s). Se presupun următoarele:

a — liniile de conectare a resurselor de calcul A_1, A_2, B_1, B_2 au o capacitate de transmitere suficient de mare, încît nu limitează traficul de intrare în rețea de la aceste resurse;

** RTP se definește ca fiind debitul de informații livrate de rețea la punctele de destinație, iar RIP se definește ca fiind debitul de informații ce sosesc de la sursele de date la punctele de intrare în rețea și se exprimă în biți/s (bps) sau pachete/s.

b — traficul*** λ_1 între A_1 și A_2 este constant și egal cu $0,7 C$;

c — traficul λ_2 între B_1 și B_2 este variabil;

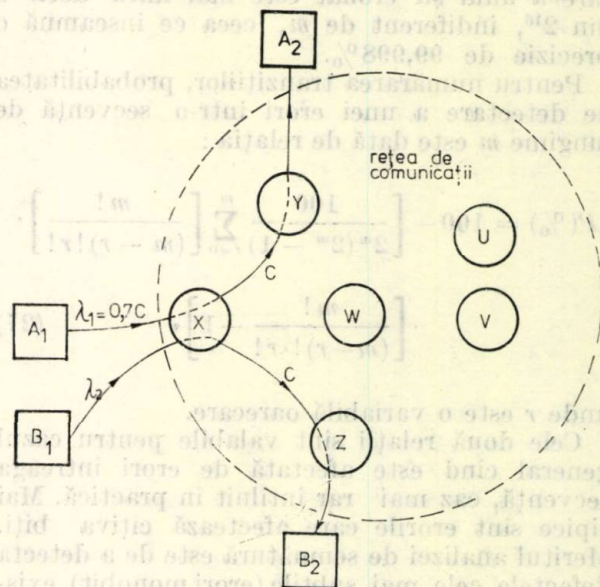


Fig. 2. Exemplu pentru ilustrarea fenomenului de congestie atunci cînd două fluxuri de date trec prin același nod.

d — prin nodul X nu mai circulă alte fluxuri de date;

e — nodurile Y și Z pot prelucra tot traficul care sosește de la nodul X , așa încît nu limitează traficul pentru comunicațiile A_1-A_2 și respectiv B_1-B_2 ;

f — dirijarea pachetelor de date se face pe rute fixe, așa cum se arată în figura 2.

În figura 3 se arată curbele de variație a ratei de transfer al datelor RTP_A și RTP_B între resursele A_1-A_2 și respectiv B_1-B_2 , precum și traficul total ce trece prin nodul X ($RTP_X = RTP_A + RTP_B$) în funcție de λ_2 .

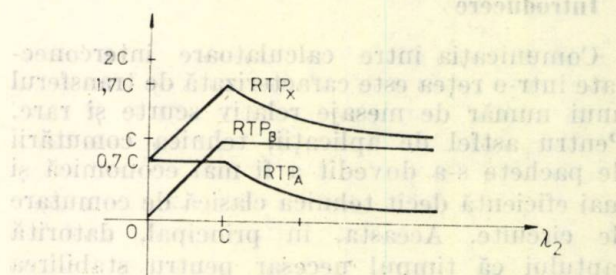


Fig. 3. Graficul de variație a performanțelor rețelei pentru exemplul considerat în figura 2.

Se observă că în cazul în care traficul λ_2 este mai mic decît valoarea C , nodul X poate prelucra tot traficul de intrare $\lambda_1 + \lambda_2$ și nu apar

*** Traficul λ se definește ca fiind debitul de informații, generate de sursa de date și se exprimă în biți/s (bps) sau pachete/s.

situații în care să nu existe buffere libere în nodul X . Când valoarea λ_2 atinge valoarea capacității de transmisie C pe linia dintre nodurile X și Z , șirul de așteptare din nodul X pentru linia de ieșire către nodul Z crește indefinit, ocupând toate bufferele din nod. Pachetele de date ce sosesc în nodul X , atunci când toate bufferele sunt ocupate, sunt neglijate și vor fi retransmise mai târziu de calculatoarele sursă (A_1 sau B_1). Deoarece rata de sosire a pachetelor de la calculatorul B_1 este mai mare decât cea a pachetelor de la A_1 , pachetele de la B_1 au o probabilitate mai mare decât cele de la A_1 de a fi acceptate de nodul X , atunci când devine liber un buffer. În consecință, pentru $\lambda_2 \geq C$, rezultă:

$$\frac{RTP_A}{RTP_B} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \quad (1)$$

Cum traficul $RTP_B = C$, fiind limitat de viteza de transmisie pe linia $X-Z$, rezultă următoarele expresii pentru ratele de transfer:

$$RTP_A = \begin{cases} \lambda_1 = 0,7 C; & \text{pentru } \lambda_2 < C \\ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} C = \frac{0,7 C^2}{\lambda_2}; & \text{pentru } \lambda_2 \geq C \end{cases} \quad (2)$$

$$RTP_B = \begin{cases} \lambda_2; & \text{pentru } \lambda_2 < C \\ C; & \text{pentru } \lambda_2 \geq C \end{cases} \quad (3)$$

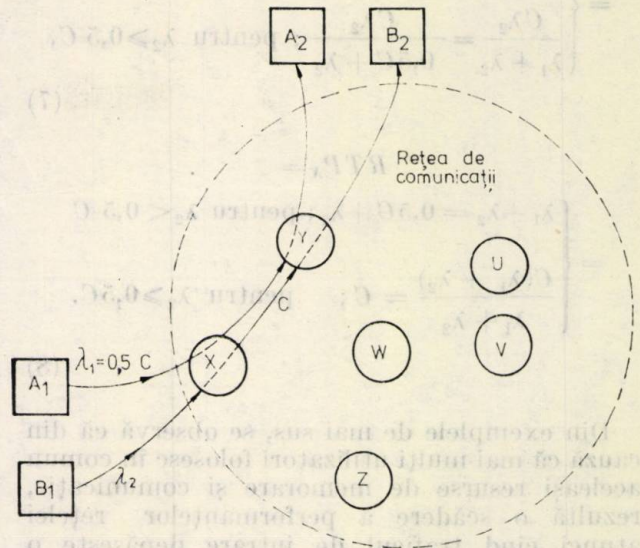
$$RTP_X = \begin{cases} \lambda_1 + \lambda_2 = 0,7 C + \lambda_2; & \text{pentru } \lambda_2 < C \\ \frac{\lambda_1}{\lambda_2} C + C = C \cdot \frac{0,7 C + \lambda_2}{\lambda_2}; & \text{pentru } \lambda_2 \geq C. \end{cases} \quad (4)$$

Se observă, deci, că o creștere a traficului λ_2 peste o anumită valoare critică duce la o scădere a ratei de transfer a datelor. Această scădere a ratei de transfer a datelor este tipică pentru sistemele în stare de congestie.

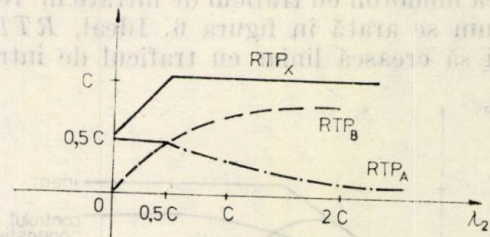
În figura 4 se consideră un alt exemplu, pentru a ilustra apariția fenomenului de congestie atunci când două fluxuri de date folosesc în comun o linie de comunicație între nodurile X și Y . Traficul λ_1 pentru comunicația A_1-A_2 este considerat constant (în exemplul dat) și egal cu $0,5C$, iar traficul λ_2 de la B_1 la B_2 este variabil. În figura 5 se arată variația ratelor de transfer RTP_A , RTP_B și $RTP_X = RTP_A + RTP_B$.

Se observă că în cazul în care suma $\lambda_1 + \lambda_2$ nu depășește capacitatea de transmitere C de pe linia de ieșire din nodul X către nodul Y , nodul X poate prelucra tot traficul și RTP_B

crește liniar cu λ_2 . În momentul în care λ_2 devine egal cu $C - \lambda_1 = 0,5C$, nodul X nu mai poate prelucra tot traficul și vor apărea șiruri



Eig. 4. Exemplu pentru ilustrarea fenomenului de congestie, atunci când două fluxuri de date folosesc în comun un nod și o linie de comunicație.



Eig. 5. Graficul de variație a performanțelor rețelei pentru exemplul considerat în figura 4.

lungi de așteptare, ce duc la ocuparea tuturor bufferelor din nod. Atunci RTP_A și RTP_B se determină rezolvind următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} RTP_A + RTP_B = C \\ \frac{RTP_A}{RTP_B} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \end{cases} \quad (5)$$

Rezultă:

$$RTP_A = \begin{cases} \lambda_1 = 0,5 C; & \text{pentru } \lambda_2 < 0,5 C \\ \frac{C \lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{0,5 C^2}{0,5 C + \lambda_2}; & \text{pentru } \lambda_2 \geq 0,5 C, \end{cases} \quad (6)$$

$$RTP_B = \begin{cases} \lambda_2; & \text{pentru } \lambda_2 < 0,5 C \\ \frac{C\lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{C\lambda_2}{0,5C + \lambda_2}; & \text{pentru } \lambda_2 \geq 0,5 C, \end{cases} \quad (7)$$

$$RTP_X = \begin{cases} \lambda_1 + \lambda_2 = 0,5C + \lambda_2; & \text{pentru } \lambda_2 < 0,5 C \\ \frac{C(\lambda_1 + \lambda_2)}{\lambda_1 + \lambda_2} = C; & \text{pentru } \lambda_2 \geq 0,5 C. \end{cases} \quad (8)$$

Din exemplele de mai sus, se observă că din cauză că mai mulți utilizatori folosesc în comun aceleași resurse de memorare și comunicație, rezultă o scădere a performanțelor rețelei atunci cînd traficul de intrare depășește o valoare critică.

Obiectivul principal al unei proceduri pentru controlul fenomenului de congestie este de a face ca rata de transfer a pachetelor RTP să crească monoton cu traficul de intrare în rețea, așa cum se arată în figura 6. Ideal, RTP ar trebui să crească liniar cu traficul de intrare,

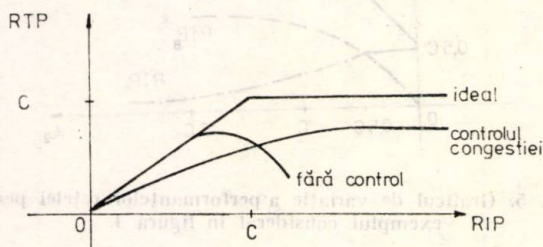


Fig. 6. Diverse forme de variație a RTP .

pînă atinge capacitatea maximă teoretică de transmitere a rețelei, după care rămîne constantă. Totuși, procedurile de control al traficului nu sînt perfecte și, în plus, ele introduc niște mesaje de control suplimentare, care constituie trafic suplimentar, ceea ce face să scadă rata efectivă de transfer în cazul folosirii unei proceduri de control al traficului, față de curba ideală.

2. Exemplu de proceduri pentru controlul congestiei

Procedurile pentru controlul congestiei pot fi grupate în două categorii:

- proceduri pentru controlul traficului local;
- proceduri pentru controlul traficului global.

În literatură au fost propuse mai multe tipuri de proceduri pentru controlul congestiei

[2...8], unele din acestea fiind implementate pe rețele reale. În general, orice procedură pentru controlul congestiei are la bază următoarele principii:

a — un pachet este acceptat la intrarea în rețea, numai dacă i s-a alocat un buffer undeva, de-a lungul căii de comunicație, între sursă și destinație;

b — un pachet este refuzat, dacă numărul de buffere ocupate undeva, de-a lungul căii sursă-destinație, sau în întreaga rețea, atinge o anumită valoare de prag.

Necesitatea de control al traficului local este o consecință directă a spațiului limitat de memorie al unui nod de comunicație. Ori de cîte ori spațiul de memorie al unui nod este ocupat în întregime, acel nod trebuie să refuze trafic din afara rețelei și de la nodurile vecine. Pentru a evita congestia, trebuie refuzat traficul din afară, chiar înaintea ocupării întregului spațiu de memorie. De exemplu, există numai un număr limitat de pachete permise într-o coadă de așteptare pentru o ieșire, pentru a evita apariția blocării traficului. Pachetele care ar trebui să fie plasate într-un șir de așteptare sînt refuzate. De asemenea, se poate stabili o limită privind numărul total de buffere pentru memorare și înaintare, așa încît se acceptă numai pachete care părăsesc rețeaua la nodul în cauză (destinate pentru un calculator conectat direct la acel nod), în cazul în care toate bufferele pentru memorare și înaintare sînt ocupate. În rețeaua ARPA se alocă și un număr minim de buffere pentru fiecare linie și anume un buffer pentru fiecare linie de ieșire și două buffere pentru fiecare linie de intrare [4, 5].

Nu este suficient pentru a evita congestia. Proceduri de control al traficului global în rețea sînt necesare pentru a asigura o limitare a numărului total de pachete, care se pot afla în rețea la un moment dat.

Procedura „isarithmic”, propusă de Davies pentru rețeaua NPL [3], realizează controlul congestiei prin menținerea constantă a numărului total de pachete în rețea. În rețeaua ARPA, controlul global al congestiei se realizează prin permiterea unui singur mesaj la un moment dat pe o legătură logică [4, 5]. O extindere a acestei tehnici permite un număr maxim N de mesaje ce pot exista la un moment dat pe o legătură logică, sau pentru o pereche sursă-destinație de date [6]. Acestea sînt denumite proceduri cap-la-cap. Un alt tip de proceduri impun restricția că la un moment dat nu pot exista într-un nod i mai mult de N_i mesaje aparținînd unei perechi sursă-destinație [6]. În [7] se propune o procedură pentru rețeaua Cyclades, prin care reglarea ratei de intrare a pachetelor în rețea se face pe baza informațiilor conținute în niște tabele de control al congestiei, care circulă prin rețea. Aceste tabele conțin

informații privind numărul de buffere disponibile și sint încontinuu actualizate când circulă prin rețea.

3. Definiția fiabilității și disponibilității rețelei

Criteriul cel mai important, care trebuie avut în vedere când se proiectează o rețea de calculatoare, este asigurarea unei fiabilități și disponibilități cât mai ridicate pentru toți utilizatorii rețelei. Fiabilitatea $R(t)$ a rețelei este definită ca fiind probabilitatea că rețeaua va funcționa corect pe intervalul de timp $(0, t)$. Disponibilitatea rețelei $A(t)$ este definită, pentru procese cu reînnoire, ca fiind probabilitatea că rețeaua va fi în stare de funcționare corectă la momentul de timp t , cu toate că au avut loc căderi și reînnoiri (prin acțiuni de mentenanță) în intervalul $(0, t)$.

Disponibilitatea $A(t)$ este dată de următoarea relație [9]:

$$A(t) = R(t) + F(t) \cdot M(t_r), \quad (9)$$

unde: $M(t_r)$ este mentenabilitatea rețelei, sau probabilitatea de reparare a sistemului în intervalul de timp $(0, t_r)$, t este timpul de misiune al rețelei și t_r timpul de reparație în vederea reînnoirii.

Ceea ce interesează cel mai mult în timpul exploatarei rețelei este ca disponibilitatea să fie mare, chiar dacă unele elemente componente ale rețelei nu au fiabilitate ridicată. Rețeaua trebuie astfel proiectată, încât să tolereze defectarea ocazională a elementelor componente individuale. În plus, defectarea unei componente a rețelei trebuie anunțată imediat la operatorul nodului de comutare sau la centrul de control al rețelei, pentru ca personalul de întreținere să ia cât mai urgent posibil măsuri de remediere a defectului, cu o mentenabilitate ridicată.

Considerind comunicația între doi utilizatori (program sau operator la un terminal) ai rețelei A și X , de pe resursele de calcul RC_1 și respectiv RC_2 , rețeaua de calculatoare poate fi reprezentată simplificat ca în figura 7. Fiabilitatea $R_{AX}(t)$ a căii de comunicație între A și X este dată, după o logică serie de fiabilitate, de relația:

$$R_{AX}(t) = R_{RC_1}(t) \cdot R_{linia\ 1}(t) \cdot R_{nod\ 1}(t) \cdot R_{cale\ 1-2}(t) \cdot R_{nod\ 2}(t) \cdot R_{linia\ 2}(t) \cdot R_{RC_2}(t), \quad (10)$$

unde:

$R_{RC_1}(t)$, $R_{RC_2}(t)$ — fiabilitatea resursei de calcul RC_1 , respectiv a resursei RC_2 ;

$R_{linia\ 1}(t)$, $R_{linia\ 2}(t)$ — fiabilitatea liniei de comunicație pentru conectarea resursei de calcul RC_1 , respectiv RC_2 , la nodul rețelei de comunicație;

$R_{nod\ 1}(t)$, $R_{nod\ 2}(t)$ — fiabilitatea nodului de comunicație 1, respectiv a nodului 2;

$R_{cale\ 1-2}(t)$ — fiabilitatea căii de comunicație între nodurile 1 și 2.

4. Congestia rețelei: o lipsă echivalentă de disponibilitate

Așa cum se arată în figura 7, mai mulți utilizatori concură pentru accesul la serviciile oferite de rețea, folosind în comun resursele de memorare și de comunicație ale rețelei. Rețeaua este proiectată pentru a asigura un anumit trafic nominal între utilizatori. Din cauza caracterului fluctuant al traficului, este posibil ca traficul anumitor utilizatori să depășească va-

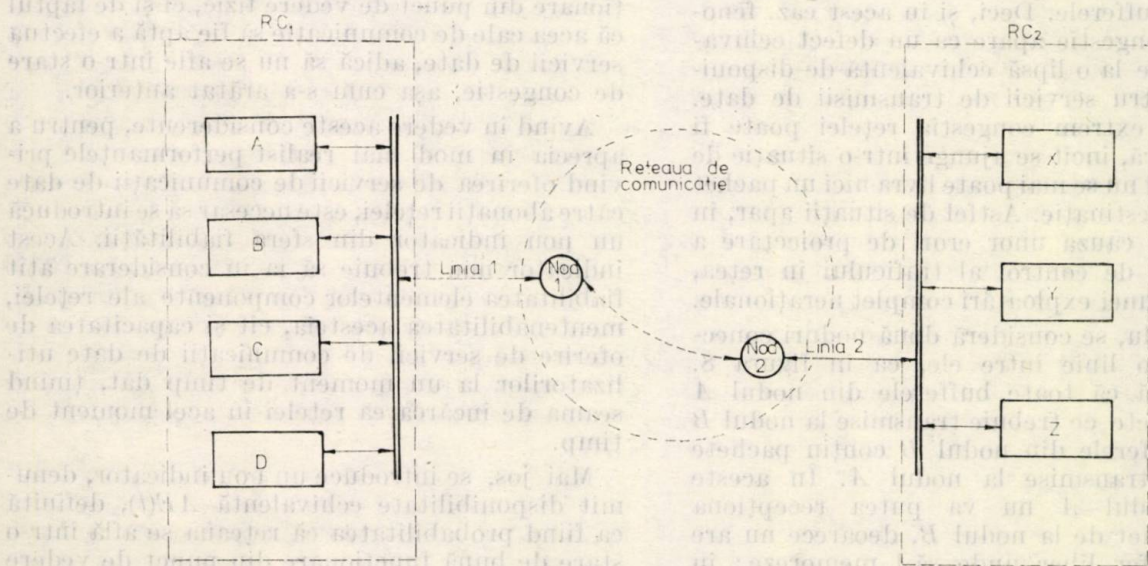


Fig. 7. Model simplificat pentru calculul fiabilității rețelei,

loarea traficului pentru care a fost proiectată rețeaua, ducând la fenomenul de congestie al rețelei.

O rețea a fost definită ca fiind congestionată, atunci când se află într-o stare în care trebuie să refuze pachetele de date ce sosesc de la punctele sursă de date din afara rețelei, cauzele importante ce pot duce la fenomenul de congestie al rețelei fiind: un exces de trafic în rețea, existența unor puncte de gîtuire a circulației pachetelor de date prin rețea și erori de proiectare a procedurilor de control al traficului în rețea.

Atunci cînd există un exces de trafic în rețea, numărul de pachete de date, care circulă prin rețea, este atît de mare, încît se formează șiruri lungi de așteptare în noduri și ca urmare nu mai există buffere libere pentru memorare. Aceasta face ca nodurile să refuze pachetele ce sosesc din afară, pe o durată de timp, pînă devin disponibile buffere de memorare. În felul acesta, din punct de vedere al serviciilor oferite de rețea utilizatorilor, congestia rețelei apare ca o neputință sau imposibilitate de transmisie de date (de anumite date), la un moment dat, echivalentă unui defect (privitor la transmitia acelor date) ce ar provoca întreruperea tuturor căilor fizice de comunicație sursă-destinație într-un interval de timp. Deci, fenomenul de congestie apare ca o lipsă echivalentă de disponibilitate pentru oferirea serviciilor de transmisii de date (la pct. 2 au fost prezentate două exemple care ilustrează acest fenomen).

Congestia se poate produce local, dacă numai o parte din rețea conține un exces de trafic, chiar dacă rețeaua în ansamblu poate fi puțin încărcată. Aceasta poate avea loc atunci cînd o gîtuire a rețelei împiedică circulația liberă a pachetelor de date, ceea ce face să nu mai existe buffere libere în nodul din punctul de gîtuire a traficului, ducînd la refuzarea pachetelor ce sosesc în nod pe un interval de timp, pînă se eliberează bufferele. Deci, și în acest caz, fenomenul de congestie apare ca un defect echivalent, ce duce la o lipsă echivalentă de disponibilitate pentru servicii de transmisii de date.

În cazul extrem congestia rețelei poate fi atît de severă, încît se ajunge într-o situație de blocare, cînd nu se mai poate livra nici un pachet de date la destinație. Astfel de situații apar, în general, din cauza unor erori de proiectare a procedurilor de control al traficului în rețea, sau în cazul unei exploatare complet neraționale.

Ca exemplu, se consideră două noduri conectate printr-o linie între ele, ca în figura 8. Se consideră că toate bufferele din nodul A conțin pachete ce trebuie transmise la nodul B și toate bufferele din nodul B conțin pachete ce trebuie transmise la nodul A. În aceste condiții, nodul A nu va putea recepționa nici un pachet de la nodul B, deoarece nu are nici un buffer liber unde să-l memoreze; în mod similar, nodul B nu are nici un buffer

liber unde să recepționeze pachete de la nodul A. În felul acesta, s-a ajuns într-o situație de blocare, în care bufferele din nodurile A și B nu mai pot fi eliberate și ca urmare vor refuza toate pachetele de date ce sosesc de la alte

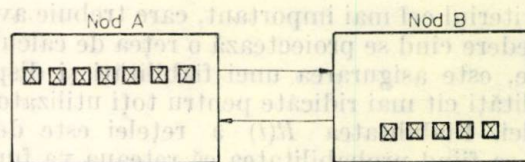


Fig. 8. Situația de blocare a comunicației între două noduri de comunicație A și B.

noduri vecine, sau de la punctele sursă de date din afara rețelei de comunicație. O astfel de situație a fost descoperită în funcționarea rețelei ARPA în timpul experimentării [5]. Pentru prevenirea unor situații de blocare de acest tip, s-a introdus restricția de a nu se permite ca toate bufferele dintr-un nod să se afle la un moment dat în șirul de așteptare pentru transmisie pe o singură linie de ieșire.

Alte situații de blocare datorate unor erori de proiectare în procedurile de control al traficului au fost prezentate în literatură [4, 9, 15].

5. Concepte noi specifice rețelelor de calculatoare cu comutare de pachete

Indicatorul $A(t)$, definit de relația (9), arată care este probabilitatea de a exista la momentul de timp t o cale de comunicație între doi utilizatori în stare de bună funcționare din punct de vedere fizic. Totuși, considerînd, de exemplu, că doi utilizatori A și X comunică între ei, aceștia nu sînt interesați numai în existența unei căi de comunicație în stare bună de funcționare din punct de vedere fizic, ci și de faptul că acea cale de comunicație să fie aptă a efectua servicii de date, adică să nu se afle într-o stare de congestie, așa cum s-a arătat anterior.

Avînd în vedere aceste considerente, pentru a aprecia în mod mai realist performanțele privind oferirea de servicii de comunicații de date către abonații rețelei, este necesar să se introducă un nou indicator din sfera fiabilității. Acest indicator nou trebuie să ia în considerare atît fiabilitatea elementelor componente ale rețelei, mentenabilitatea acesteia, cît și capacitatea de oferire de servicii de comunicații de date utilizatorilor la un moment de timp dat, ținînd seama de încărcarea rețelei în acel moment de timp.

Mai jos, se introduce un nou indicator, denumit disponibilitate echivalentă $AE(t)$, definită ca fiind probabilitatea că rețeaua se află într-o stare de bună funcționare din punct de vedere fizic la momentul t , și totodată nu se află într-o

stare de congestie (stare în care să refuze trafic din afară):

$$AE(t) = RE(t) + ME(t), \quad (11)$$

unde:

$RE(t)$ este fiabilitatea echivalentă a rețelei;
 $ME(t)$ — aportul mentenabilității echivalente a rețelei la disponibilitatea echivalentă.

Fiabilitatea echivalentă $RE(t)$ a rețelei este definită ca fiind probabilitatea că rețeaua se află în stare bună de funcționare pe intervalul de timp $(0, t)$ și totodată nu apare fenomenul de congestie în acest interval de timp, putând scrie astfel:

$$RE(t) = R(t) [1 - C(t)], \quad (12)$$

unde: $R(t)$ este fiabilitatea rețelei din punct de vedere fizic;

$C(t)$ — funcția de congestie, definită ca fiind probabilitatea că rețeaua se află într-o stare în care nu acceptă date pentru transmisie.

Aportul $ME(t)$ prin care mentenabilitatea echivalentă a rețelei intervine asupra disponibilității echivalente a liniei este definit de relația:

$$ME(t) = [F(t)M(t_r)] [C(t)M_c(t'_r)] + R(t)[C(t)M_c(t'_r)] + [F(t)M(t_r)][1 - C(t)], \quad (13)$$

unde:

— $M(t_r)$ reprezintă mentenabilitatea rețelei, respectiv probabilitatea de restabilire a funcționării acesteia în intervalul $(0, t_r)$, atunci când s-a ajuns într-o stare de congestie;

— $M_c(t'_r)$ — mentenabilitatea rețelei, respectiv probabilitatea de restabilire a funcționării acesteia, atunci când s-a ajuns într-o stare de congestie;

— $[F(t)M(t_r)] [C(t)M_c(t'_r)]$ — probabilitatea că au avut loc defecte în funcționarea rețelei, rețeaua a fost însă reparată, totodată au apărut și defecte de congestie care au fost reparate;

— $R(t) [C(t)M_c(t'_r)]$ — probabilitatea că nu au avut loc defecte în funcționare în intervalul $(0, t)$, a apărut însă congestia, dar funcționarea rețelei a fost restabilită;

— $F(t)M(t_r)[1 - C(t)]$ — probabilitatea că au avut loc defecte ce au fost reparate și nu a avut loc congestia.

Introducând (13) și (12) în (11) și dându-se factori comuni, rezultă:

$$AE(t) = A(t) \cdot A_c(t), \quad (14)$$

unde:

$$A_c(t) = 1 - C(t) + C(t)M_c(t'_r); \quad (15)$$

— $A(t)$ este definit de relația (9);

— $A_c(t)$ reprezintă disponibilitatea rețelei cu privire la apariția congestiei, adică probabilitatea că la momentul t rețeaua nu se află într-o stare de congestie.

Desigur, este de dorit să se detecteze mai dinainte situațiile ce duc la congestionarea rețelei și să se ia măsuri de evitare a acesteia. Cu toate acestea este util să se prevadă și mijloace de ieșire dintr-o situație de congestie, în cazul în care aceasta a avut loc. Rețeaua poate ieși dintr-o astfel de situație prin neglijarea pachetelor de date blocate, eliberarea bufferelor ce conțin asemenea pachete de date și reluarea lucrului de la început. Aceasta constituie o soluție satisfăcătoare, dacă în calculatoarele de prelucrare-sursă se păstrează copii ale tuturor pachetelor de date în tranzit și ele pot fi retransmise după un interval de timeout corespunzător protocolului la nivelul de transport, asigurându-se în felul acesta că nu se pierde nici un pachet de date în rețea.

În cazurile practice ce au apărut în unele rețele, restabilirea funcționării a fost făcută de către operator prin proceduri ad-hoc de deblocare a traficului [10].

În rețeaua ARPA [5], majoritatea situațiilor de blocare au fost evitate printr-o reprogramare a procedurilor de control al traficului în rețea.

6. Modul de calcul al disponibilității echivalente

Evident că, pentru calculul efectiv al disponibilității echivalente a unui sistem de transmisie de date, se poate pleca de la relațiile (11), (12) și (13), unde determinarea previzională pentru $R(t)$ și $M(t)$ este binecunoscută, recomandându-se fie standardele CEI, fie alte procedee. Considerind o distribuție exponențială atât pentru timpii de bună funcționare, cât și pentru timpii de restabilire, se poate scrie:

$$R(t) = \exp[-t/MTBF], F(t) = 1 - R(t) = 1 - \exp[-t/MTBF], \quad (16)$$

$$M(t_r) = 1 - \exp[-t_r/MTR],$$

unde metodologiile de determinare pentru $MTBF$ și MTR sînt cunoscute din practica industrială și bogata literatură de specialitate.

Ar trebui să existe posibilitatea scrierii echivalente considerind o distribuție exponențială a timpilor de bună funcționare, respectiv a momentelor de a ajunge în starea de congestie, precum și a timpilor de restabilire din starea de congestie:

$$1 - C(t) = \exp[-\lambda_c \cdot t] = \exp[-t/MTBFC], \quad (17)$$

unde λ_c este rata de defectare a rețelei prin ajungerea într-o stare de congestie, iar $MTBFC$ este timpul mediu de bună funcționare fără a ajunge într-o stare de congestie;

$$M_c(t'_r) = 1 - \exp[-t'_r/MTRC], \quad (18)$$

unde $MTRC$ este timpul mediu de restabilire din starea de congestie.

Dat fiind că în practică, disponibilitatea se calculează cu coeficientul (raportul):

$$K_A = \frac{MTBF}{MTBF + MTR}, \quad (19)$$

se propune în cazul de față, în care se ține seama de fenomenul de congestie, o relație similară și anume:

$$K_{Ac} = K_A \cdot K_C, \quad (20)$$

unde:

$$K_C = \frac{MTBFC}{MTRC + MTBFC}. \quad (21)$$

Evaluarea funcției de congestie $C(t)$ depinde de tipul procedurii de control al fenomenului de congestie utilizat. La punctul 2 au fost prezentate mai multe tipuri de proceduri pentru controlul fenomenului de congestie.

În cazul unei proceduri de control al traficului local, care pune restricții privind refuzarea traficului ce intră într-un nod, înainte de a se ocupa toate bufferele din nod, funcția de congestie $C(t)$ poate fi definită ca fiind probabilitatea că nu mai există buffere libere în nod și pachetele ce sosesc sînt refuzate.

Procedura de control cap-la-cap impune restricția ca, la un moment dat, să nu existe mai mult de N mesaje de-a lungul căii logice de comunicație între doi utilizatori. Această restricție are scopul de a împiedica ca un utilizator, care are trafic mare de transmis, să obțină toate resursele rețelei, împiedicînd în felul acesta transmiterea datelor de la ceilalți utilizatori. Această restricție duce însă la blocarea căii de comunicație pentru un utilizator pe un anumit interval de timp și deci la refuzarea traficului pe acel interval de timp. Se poate calcula probabilitatea că o cale logică de comunicație între doi utilizatori este blocată. Funcția de congestie poate fi definită ca fiind tocmai această probabilitate de blocare a unei căi logice de comunicație între doi utilizatori.

Procedura izaritmică de control al traficului global impune restricția ca numărul total de pachete transportate de rețea să fie menținut constant și egal cu capacitatea de transmisie a rețelei. Pentru aceasta, există pachete goale și pachete purtătoare de date. Atunci cînd sosesc date la un nod și trebuie transmise de rețea, acel nod obține mai întîi un pachet gol, care devine purtătorul datelor respective pînă la destinație. Cînd un pachet purtător de date ajunge la destinație, el este înlocuit cu un pachet gol, după livrarea datelor la destinație. Pachetul devenit gol, este acum disponibil de a transporta alte date. Se observă că întîrzierea de

acceptare a datelor, pentru transmisie de către rețea, este egală cu timpul de așteptare pînă cînd devine disponibil un pachet gol. În acest caz, funcția de congestie $C(t)$ poate fi definită ca fiind probabilitatea că nu există nici un pachet gol într-un nod, atunci cînd sosesc date pentru transmisie de la abonații rețelei.

7. Concluzii

În această lucrare, s-a urmărit definirea unui nou indicator denumit disponibilitate echivalentă $AE(t)$, care să aprecieze mai realist disponibilitatea unei rețele de comunicații de date cu comutare de pachete. Disponibilitatea echivalentă ia în considerație fiabilitatea elementelor componente ale rețelei, probabilitatea ca rețeaua să se găsească sau nu într-o stare de congestie, activitățile de mentenanță pentru repararea și prevenirea defectării elementelor componente ale rețelei, precum și cele de restabilire a funcționării, atunci cînd s-a ajuns într-o stare de congestie. Pentru definirea disponibilității echivalente s-au introdus trei concepte noi: funcția de congestie $C(t)$, mentenabilitatea $M_c(t)$ privind restabilirea funcționării atunci cînd s-a ajuns într-o stare de congestie și aportul $ME(t)$ al mentenabilității echivalente a rețelei la disponibilitatea echivalentă a acesteia.

Bibliografie

- [1] Roberts, L.G. The evolution of packet switching. In: Proc. of the IEEE, Vol. 66, nr. 11, November 1978, p. 1307—1313.
- [2] Gerla, M., Kleinrock, L. Flow Control a comparative survey. In: IEEE Trans. on Comm., Vol. COM—23, nr. 4, April 1980, 553—574.
- [3] Davies, D.W. The control of congestion in packet-switched networks. In: IEEE Trans. on Comm. Vol. COM-20, nr. 3, June 1972, p. 546—550.
- [4] Kahn, R.E. Resource sharing computer communications networks. In: Proc. of the IEEE, Vol. 60, nr. 11 November 1972, p. 1397—1407.
- [5] Frank, H. ș.a. Computer communication network design—experience with theory and practice. In: AFIPS Proc. SJCC, 1972, Vol. 40, p. 255—270.
- [6] Pennotti, M.C., Schwartz, M. Congestion control in store and forward tandem Links. In: IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-23, nr. 12, December 1975, p. 1434—1443.
- [7] Pouzin, L. Another idea for congestion control in packet switching networks. SCH 504, Réseau Cyclades, Paris, Janvier 1973.
- [8] Chou, W., Gerla, M. A unified flow and congestion control model for packet networks. In: Third International Conf. on Computer Comm., Toronto, August 1976, p. 475—482.
- [9] Lăzăroiu, D.F. Probleme ale cercetării fiabilității în sistemele automate. În: Cercetări în tehnologie electronică și fiabilitate, Ed. didactică și pedagogică—București, 1979.
- [10] Davies, D.W. ș.a. Computer networks and their protocols. John Wiley and Sons, New York, 1979.

Model matematic pentru fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare

BĂZU MARIUS* — BUCUREȘTI

Introducere

Implicarea din ce în ce mai activă a fiabilității în procesul de fabricație reprezintă o trăsătură caracteristică a producției actuale de dispozitive semiconductoare. Se depășește, astfel, stadiul în care activitatea de fiabilitate se limita la efectuarea încercărilor și consultarea unor tabele (pe care puțini le înțelegeau), din care se extrăgeau valorile intensității de defectare. Evident, aceste valori nureuseau să convingă pe proiectantul de dispozitive și reacția care ar fi trebuit să ducă la îmbunătățirea calității și fiabilității dispozitivelor nu se producea. Etapa actuală a activității de fiabilitate tinde să prezinte rezultatele încercărilor sub o formă accesibilă celor care proiectează și fabrică dispozitivele, ei fiind singurii care pot modifica procesul de producție în scopul obținerii unor componente cât mai fiabile. Lucrarea de față se înscrie pe această linie a încercărilor de formare a unui limbaj comun între proiectanți, tehnologi și fiabiliști.

Se vor prezenta, mai întâi, câteva noțiuni de bază în fiabilitate.

Funcția de fiabilitate, $R(t)$, reprezintă probabilitatea de funcționare fără defecțiuni a dispozitivului în intervalul de timp $(0, t)$ [1].

Intensitatea de defectare, $\lambda(t)$, este definită de relația :

$$\lambda(t) = -\frac{1}{R(t)} \frac{dR(t)}{dt}, \quad (1)$$

în care, $\lambda(t)$ reprezintă parametrul de fiabilitate cel mai des folosit pentru aprecierea cantitativă a fiabilității, variația lui în timp exprimând, destul de fidel, comportarea în funcționare a unui lot de dispozitive.

Funcția de fiabilitate cea mai simplă și, în același timp, cea mai studiată este repartiția exponențială negativă : $R(t) = \exp(-t/\theta)$. Din relația (1), $\lambda(t) = 1/\theta$, deci o intensitate de defectare constantă în timp. Această repartiție cu un singur parametru, θ , care permite o caracterizare facilă a fiabilității dispozitivelor, este, de multe ori, departe de cazul real.

O precizie mult superioară se obține cu repartiția Weibull :

$$R(t) = \exp[-(t/\theta)^\beta], \quad (2)$$

$$\lambda(t) = \frac{\beta}{\theta} \left(\frac{t}{\theta}\right)^{\beta-1}. \quad (3)$$

Se remarcă faptul că repartiția exponențială reprezintă un caz particular al distribuției Weibull, pentru $\beta = 1$.

1. Metoda de lucru

Determinarea fiabilității unui lot de dispozitive semiconductoare presupune, în primul rând, efectuarea încercărilor de durată pe un eșantion extras din lot. Se notează, apoi, timpii la care apar defectările și se estimează parametrii funcției de fiabilitate $R(t)$. Se va lucra cu repartiția Weibull-relația (2). Pentru estimare, metoda cea mai precisă este cea a verosimilității maxime, prezentată de Cohen [2] pentru o distribuție Weibull. β se determină prin rezolvarea ecuației :

$$\frac{\sum_{i=1}^n x_i \ln x_i}{\sum_{i=1}^n x_i} - \frac{1}{\beta} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ln x_i, \quad (4)$$

unde x_i sînt timpii de defectare, iar n —numărul de dispozitive din eșantion. θ se determină cu relația :

$$\theta = \left(\frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} \right)^{1/\beta}. \quad (5)$$

Metoda lui Cohen se aplică atunci cînd se cunosc timpii de defectare. Dar, în cazul real, timpii la care apar defecțiunile eșantionului nu sînt cunoscuți cu precizie. Explicația este că punerea în evidență a defectelor se face prin măsurarea parametrilor dispozitivelor la anumite intervale de timp, în intervalul dintre două măsurători putînd să apară una sau mai multe defectări. Această situație este denumită în literatura de specialitate cazul inspecțiilor

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

intermitente, iar foarte puținele lucrări pe această temă ([3] de exemplu) admit un singur defect între două măsurători. În realitate, pot să apară mai multe defecte. Pentru efectuarea estimăției în această situație, se propune o metodă originală, în cadrul căreia estimăția de maximă verosimilitate este doar o etapă. Elementul absolut original îl reprezintă reconstituirea momentelor la care apar defectările, pe baza ipotezei că distribuția defectelor este de tip Weibull, cu cei doi parametri, β și θ , cunoscuți. Se consideră un eșantion de n dispozitive dintr-o populație de N bucăți. Se presupun cunoscute cele i intervale de timp în care apar defectările, $a_k < t_k < b_k$, $k=1, 2, \dots, i$, precum și numărul de defecte din fiecare interval, m_k . Timpii de defectare pentru cele N dispozitive se obțin cu relația:

$$t_j = \theta \left[-\ln \left(1 - \frac{j}{N} \right) \right]^{1/\beta}, \quad j=1, 2, \dots, N-1. \quad (6)$$

Cei n timpii de defectare din intervalul (a_k, b_k) , $k=1, 2, \dots, i$, se determină cu relațiile:

$$t_j = \theta \left[-\ln \left(1 - \frac{C_{kl}}{N} \right) \right]^{1/\beta}, \quad j=1, 2, \dots, N-1, \quad (7)$$

$$C_{kl} = A_k + l \frac{B_k - A_k}{m_k + 1}, \quad (8)$$

$$\text{unde } A_k = N \exp \left[-\left(\frac{a_k}{\theta} \right)^\beta \right],$$

$$\text{și } B_k = N \exp \left[-\left(\frac{b_k}{\theta} \right)^\beta \right],$$

iar $l=1, 2, \dots, m_1$, $k=1$, pentru $1 \leq j \leq m_1$,

$l=1, 2, \dots, m_2$, $k=2$, pentru $m_1+1 \leq j \leq m_1+m_2$,

$l=1, 2, \dots, m_i$, $k=i$, pentru $m_1+m_2+\dots+m_{i-1}+1 \leq j \leq m_1+m_2+\dots+m_i$,

$m_1+m_2+\dots+m_i = n$.

Metoda de prelucrare a informațiilor din încercările de fiabilitate, pentru cazul inspecțiilor intermitente, a fost denumită NIMLE (Noncontinuous Inspections Maximum Likelihood Estimation), deoarece folosește estimăția de maximă verosimilitate. Ea constă din următoarea secvență de calcul (figura 1):

1. În aproximația zero, se consideră că toate componentele defectate într-un interval

de timp au suferit defectarea la jumătatea intervalului

$$t_j^{(0)} = \frac{b_k - a_k}{2}, \quad (9)$$

unde, $k=1$, pentru $1 \leq j \leq m_1$,

$k=2$, pentru $m_1+1 \leq j \leq m_1+m_2$,

$\dots$

$k=i$, pentru $m_1+m_2+\dots+m_{i-1}+1 \leq j \leq m_1+m_2+\dots+m_i$,

$m_1+m_2+\dots+m_i = n$.

2. Cu metoda verosimilității maxime, se estimează parametrii distribuției Weibull, pentru timpii de defectare din aproximația zero.

3. Se reconstituie, cu relațiile (7) și (8), momentele la care apar defectările $t_j^{(1)}$.

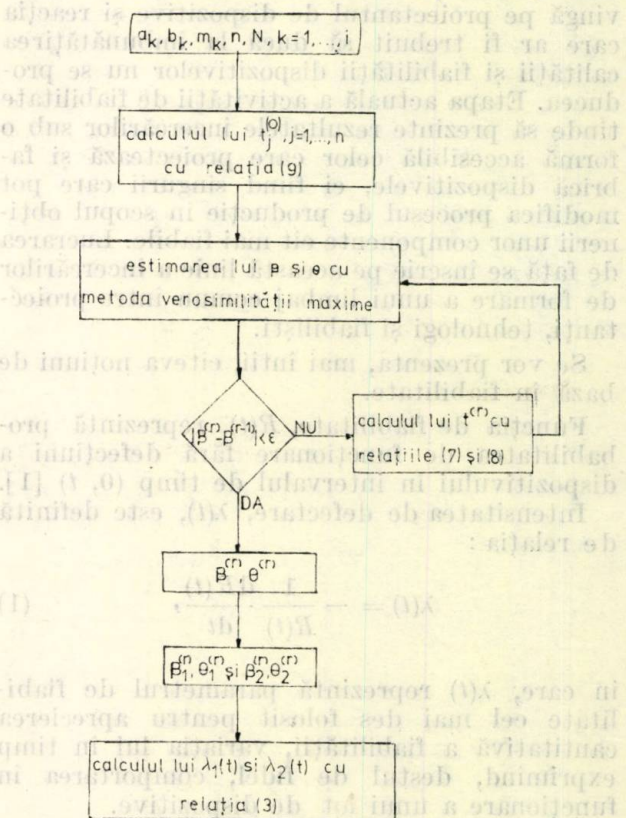


Fig. 1. Schema logică pentru calculul intensității de defectare cu metoda NIMLE.

4. Pentru timpii de defectare $t_j^{(1)}$ se estimează din nou, cu metoda verosimilității maxime, cei doi parametri, β și θ . Se continuă acest proces iterativ pînă cînd: $|\beta^{(r)} - \beta^{(r-1)}| < \epsilon$.

5. Pentru $\beta^{(r)}$, $\theta^{(r)}$ se calculează limitele intervalului de încredere $\beta_1^{(r)}$ și $\beta_2^{(r)}$, respectiv $\theta_1^{(r)}$ și $\theta_2^{(r)}$, din tabelele prezentate [de Thoman în lucrarea [4]].

6. Cu relația (3) se determină variația în timp a intensității de defectare, $\lambda(t)$, pentru limitele intervalului de încredere al lui β și θ .

2. Verificarea metodei

Am aplicat metoda NIMLE la un exemplu de referință în literatura de specialitate. Este vorba despre eșantionul dintr-o populație Weibull cu $\beta = 0,5$ și $\theta = 2,7183$, prezentat de Menon [5] și utilizat apoi de Cohen [2]. Timpii de defectare pentru cele 20 de componente din eșantion sînt: 0,001 0,030 0,071 0,185 0,345 0,435 0,469 0,47 0,505 0,664 0,806 0,970 1,033 1,550 1,550 2,046 3,532 7,057 9,098 57,628. S-au prelucrat aceste date, simulind existența unor inspecții intermitente și s-au obținut datele prezentate în tabelul 1. S-a considerat că eșantionul face parte dintr-o populație de 1 000 bucăți și s-a determinat cu metoda NIMLE:

bucăți. Programul elaborat a fost rulat pe un calculator TEKTRONIX 31, iar timpul de lucru pentru un eșantion este de 10–12 minute. S-a lucrat cu $\epsilon = 0,1$. Rezultatele sînt comparate, în tabelul 4, cu cele obținute pe hîrtie probabilistică Weibull. Pentru un nivel de încredere de 0,9, este prezentată în figurile 2 și 3, variația în timp a intensității de defectare pentru cele două tipuri de dispozitive din tabelul 3. Se remarcă faptul că intensitatea de defectare este departe de a fi constantă în timp. Deci, funcția de fiabilitate nu este exponențială, cum este de multe ori considerată la prelucrarea rezultatelor încercărilor de fiabilitate efectuate pe dispozitive semiconductoare. În tabelul 4 se poate urmări eroarea care apare în cazul în care se presupune o funcție de fiabilitate exponențială pentru dispozitivele A și B din tabelul 3. Este vorba despre o supraestimare a fia-

Tabelul 1

Interval de timp	0 ÷ 0,1	0,1 ÷ 2	0,2 ÷ 0,4	0,4 ÷ 0,5	0,5 ÷ 0,7		0,7 ÷ 1
Număr de dispozitive defectate	3	1	1	3	2	2	2
Interval de timp	1 ÷ 1,3	1,3 ÷ 1,8	1,8 ÷ 2,5	2,5 ÷ 4	4 ÷ 8	8 ÷ 10	10 ÷ 100
Număr de dispozitive defectate	1	2	1	1	1	1	1

Tabelul 2

Parametru	Valoare reală	Se cunosc timpii de defectare			Se cunosc doar intervalele de defectare (tabel 1)
		Metoda COHEN	Metoda MENON	Hîrtie WEIBULL	Metoda NIMLE
β	0,5	0,506	0,57	0,63	0,52
θ	2,718	1,844	1,8	1,55	1,788

$\beta = 0,52$ și $\theta = 1,788$ ($\epsilon = 0,01$). Din tabelul 2, în care sînt comparate valorile β și θ estimate cu metoda NIMLE cu valorile lui Menon și Cohen (care au dispus de același eșantion, dar au cunoscut cu precizie timpii de defectare), se remarcă foarte buna precizie realizată cu metoda NIMLE. În același tabel sînt prezentate și valorile β și θ obținute cu hîrtia probabilistică Weibull.

Tabelul 3

Dispozitiv A	Interval de timp	0 ÷ 100	100 ÷ 200	200 ÷ 500	500 ÷ 1000	1000 ÷ 2000
	Dispozitive defecte	6	16	3	26	66
Dispozitiv B	Interval de timp	250 ÷ 500	500 ÷ 1000		1000 ÷ 1300	1300 ÷ 2000
	Dispozitive defecte	2	30		20	13

3. Utilizarea metodei

Se va urmări, în continuare, modul în care se aplică metoda NIMLE la estimarea fiabilității dispozitivelor semiconductoare. În tabelul 3 sînt prezentați timpii de defectare pentru două tipuri de dispozitive. Fiecare eșantion este extras dintr-o populație de 5 000

bilității care este de fapt de 20, respectiv de 6 ori mai slabă pentru cele două cazuri menționate. Comparăția s-a făcut pentru intensitatea de defectare la 1 000 ore de funcționare, parametrul cel mai des întîlnit în normele tehnice ale dispozitivelor semiconductoare.

Tabelul 4

Eșantion	Dimensiunea eșantion -buc-	Durata încercării -ore-	Metoda NIMLE		Hirtie W		$\lambda_{\text{erpon}} (1000h)$
			β	θ	β	θ	$\lambda_{\text{NIMLE}} (1000h)$
A	200	2000	1,8	1163,5	1,4	3000	0,05
B	200	2000	3,2	1182,7	3,5	2000	0,15

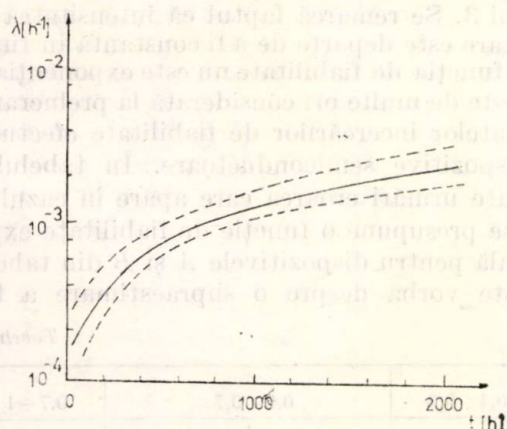


Fig. 2. Variația în timp a intensității de defectare pentru dispozitivul A din tabelul 3.

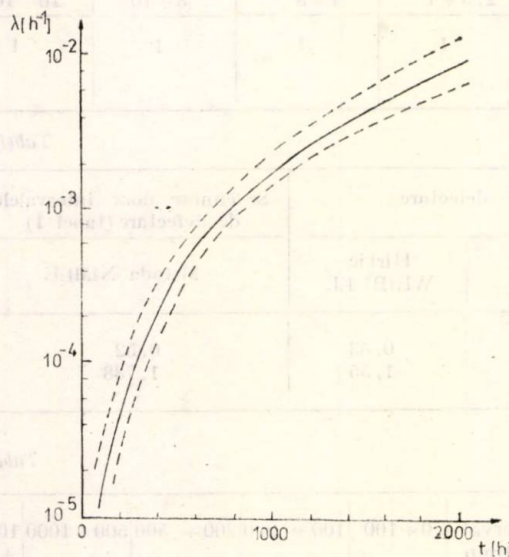


Fig. 3

Fig. 3. Variația în timp a intensității de defectare pentru dispozitivul B din tabelul 3.

4. Concluzii

S-a prezentat metoda NIMLE, o metodă originală de estimare a parametrilor unui model matematic de tip Weibull pentru fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare, în cazul inspecțiilor intermitente.

Elementul cel mai important al metodei îl reprezintă reconstituirea momentelor la care apar defectările, cele ce permite desfășurarea unui proces iterativ, prin care parametrii modelului Weibull sint determinați din ce în ce mai precis. Metoda a fost verificată prin compararea cu metodele Menon și Cohen, precum și prin utilizarea hirtiei probabilistice Weibull. S-au prezentat variații în timp ale intensității de defectare, obținute cu metoda NIMLE, pentru două tipuri de dispozitive semiconductoare.

Bibliografie

- [1] Mthoc Gh., Muja, A. și Diatcu, E. Bazele matematice ale teoriei fiabilității. Cluj-Napoca, Ed. Dacia, 1976.
- [2] Cohen, A.C. Maximum likelihood estimation in the Weibull distribution based on complete and on censored samples. In : Technometrics, vol. 7, nr. 4, 1965, p. 579—588.
- [3] Murthy, D.N.P. Parameter estimation with noncontinuous inspections. In : IEEE Tr. on Reliability, vol. 28, nr. 2, 1979, p. 148—149.
- [4] Thoman, D.R., Bain, L.J. și Antle, C.E. Inference on the parameters of the Weibull distribution. In : Technometrics vol. 11, nr. 3, 1969, p. 445—460.
- [5] Menon, M.V. Estimation of the shape and scale parameters of the Weibull distribution. In : Technometrics vol. 5, nr. 2, 1963, p. 175—182.

CZ 621.793: 669.782

CONTACT OHMIC
SILICIU
DEPUNERE CHIMICĂ

Structura de interfață a contactelor Ni/Si realizate prin depunere chimică

PETRU ALEXANDRU DAN, GRIGORE POPOVICI, GHEORGHE BREZEANU, ALEXANDRU POPA*—BUCUREȘTI

Introducere

Contactul Ni/Si realizat prin depunerea chimică a Ni pe Si este frecvent utilizat în realizarea dispozitivelor semiconductoare de putere. Deși metodele de depunere chimică a Ni pe Si sînt cunoscute de multă vreme [1], literatura de specialitate este aproape total lipsită de date privind un asemenea tip de contact. Cercetarea contactului Ni/Si realizat prin depunerea Ni în vid a fost ceva mai intensă în ultimii ani, permițînd elucidarea unor aspecte importante privind structura acestui contact [2–5]. Totuși, concluziile rezultate sînt numai parțial aplicabile în cazul contactului de Ni depus chimic pe Si, dat fiind caracterul mai complex al acestuia datorită prezenței unor elemente suplimentare (ca P, Pd), care exercită un efect determinant asupra proprietăților contactului.

În lucrare se propune un model pentru structura de interfață a contactelor Ni/Si realizate prin depunere chimică, pornind de la rezultate inedite obținute în urma unor investigații electrice și microfizice cu metode moderne. Aceste rezultate confirmă ipoteza avansată anterior [6] privind formarea unui strat de suprafață de tip n^+ , permițînd și o apreciere cantitativă a acestui strat, în strînsă corelație cu parametrii procesului tehnologic de realizare a contactului.

1. Realizarea structurilor de test

Metoda de nichelare chimică utilizată în această lucrare se bazează pe procedeul descris în [1], fiind o metodă simplă și relativ ieftină. Deosebit de critic este modul de preparare a suprafeței Si înainte de nichelare.

Structurile de test conținînd cîte 8 contacte circulare au diametre între 10 și 250 μm , sînt fabricate în tehnologie planară și montate în capsule de circuit integrat. Contactele au fost realizate pe Si (111) lustruit mecano-chimic, cu rezistivități cuprinse între 0,01–0,72 Ωcm pentru Si- p și 1 m Ωcm –2 Ωcm pentru Si- n .

Prepararea suprafeței Si s-a realizat pe cale chimică, prin atacul oxidului remanent cu ajutorul unui amestec acid $\text{HF}:\text{NH}_4\text{F}$ și

activarea suprafeței cu ajutorul unei soluții conținînd PdCl_2 , HCl , HF . Efectul activării este dublu: crearea unor centri de activare cu Pd pe suprafața Si, și asperizarea ușoară a suprafeței Si (inițial lustruită). În acest fel se asigură o bună aderență selectivă a Ni pe suprafața Si, fără a afecta supărător oxidul mască. Depunerea de Ni propriu-zisă se bazează pe reducerea chimică a Ni dintr-o soluție acidă ce conține NiCl_2 , NaH_2PO_2 , $(\text{NH}_4)_2\text{HC}_6\text{H}_5\text{O}_7$, NH_4Cl . În timpul nichelării are loc formarea pe Si a unui depozit de Ni cu conținut de P, însoțită de degajarea de H_2 .

Tratamentul termic s-a efectuat la temperaturi între 400 și 800°C în atmosferă de N_2 sau $\text{N}_2 + \text{H}_2$. În timpul tratamentului termic, Ni formează cu Si o siliciură [4]. Durata tratamentului a fost de 12 min cu răcire relativ rapidă pentru contactele Ni/Si- p [6] și 15 min cu răcire lentă pentru Ni/Si- n . După tratamentul termic s-a realizat o a doua nichelare chimică identică cu prima.

Accesul electric la contactele astfel obținute s-a realizat prin lipirea unor fire de Au peste stratul de Au crescut electrochimic pe Ni în cazul Ni/Si- p [6], respectiv peste stratul de Al depus în vid, fotografiat și tratat la temperatură joasă în cazul contactului Ni/Si- n .

2. Caracteristici electrice ale contactelor Ni/Si

S-a arătat anterior [6] că contactele Ni/Si- p prezintă caracteristici curent-tensiune redresoare. Comparînd valorile experimentale ale rezistenței specifice de contact (RSC) cu curbele teoretice ale variației acesteia în funcție de doparea Si, pentru mai multe valori ale barierei pentru goluri Φ_{Bp} (fig. 1) [6], se observă că la tratamente termice nu prea intense (500°C) valorile RSC corespund barierei Φ_{Bp} a contactului Ni/Si obținut prin depunerea Ni în vid (0,4–0,45 eV [3]). În schimb, pentru temperaturi de tratament ridicate, bariera pentru goluri prezintă o creștere aparentă (0,55 eV la 600°C și 0,56–0,58 eV la 700°C). S-a încercat explicarea acestor rezultate [6] presupunînd formarea în Si, imediat sub contact, a unui strat superficial puternic dopat n^+ , datorită penetrării activate de temperatură a fosforului care s-a depus în timpul nichelării.

Noile rezultate obținute pe contacte Ni/Si- n confirmă această ipoteză. În figura 2 sînt

* Ing. Dan, P. Al., ing. Popovici, G. — Întreprinderea de piese radio și semiconductoare — Băneasa; ing. Brezeanu, Gh., Institutul politehnic — București; ing. Popa, Al. — IFTAR.

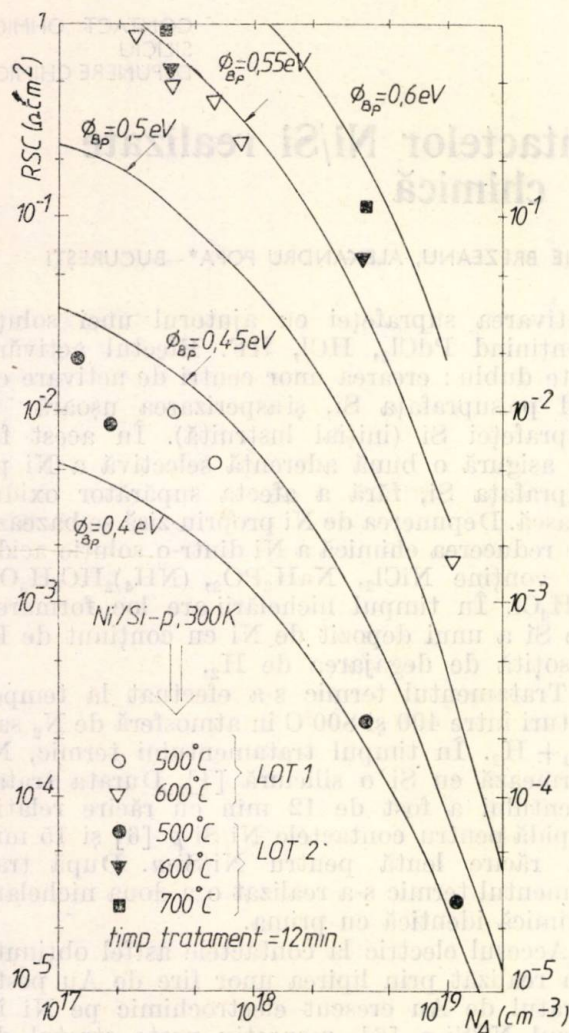
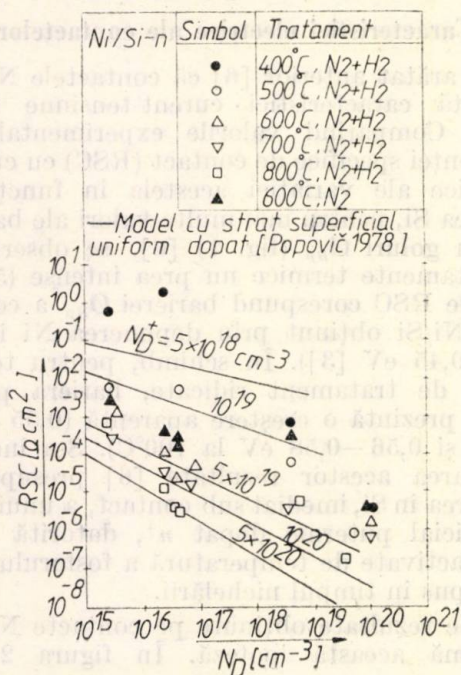


Fig. 1. Variația RSC cu doparea semiconductorului, pentru diferite temperaturi de tratament termic, la contacte Ni/Si-p realizate prin depunere chimică.



reprezentate valorile experimentale ale RSC obținute prin prelucrarea pe calculator a valorilor măsurate ale rezistențelor totale, cu ajutorul unei metode bine verificate anterior [7]. S-au trasat, de asemenea, curbe reprezentând variația RSC cu doparea N_D , avînd ca parametru doparea uniformă N_D^+ a unui strat superficial donor presupus subțire și uniform dopat, obținute teoretic pentru o barieră de înălțime 0,7 eV [8]. Alegerea acestei valori este justificată pentru contactul discutat, întrucît este egală cu valoarea raportată în literatură, practic independentă de tipul de siliciură de Ni formată, sau de intensitatea tratamentului termic [3].

Se observă că deși $O_{Bn} > O_{Bp}$, rezistențele de contact pentru Ni/Si-n sînt mult mai mici decît în cazul Ni/Si-p, iar intensificarea tratamentului termic conduce la micșorarea RSC pentru Ni/Si-n, fapte explicabile prin efectul de „ohmicizare” al stratului superficial dopat cu P. Pentru o temperatură de tratament dată (600°C) surprimarea H_2 din atmosfera de tratament produce înrăutățirea vizibilă a contactului, în sensul unei „ohmicizări” mai puțin eficiente. Concentrațiile aproximative de atomi de P din stratul superficial rezultate din analiza figurii 2 sînt date în tabelul 1 :

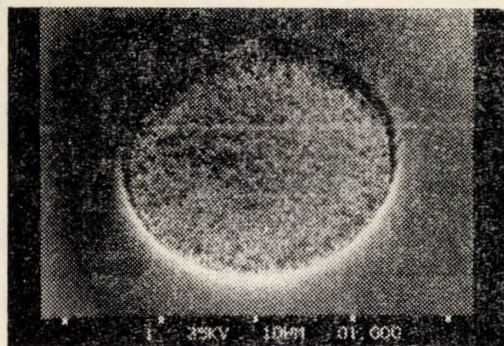
Tabelul 1

Tratament		termic		N_D^+ [cm ⁻³]
Palier		Atmosfera [l/min]		
[°C]	[min]	N ₂	H ₂	
400	15	2,5	0,7	$< 5 \times 10^{18}$
500	15	2,5	0,7	$\approx 10^{19}$
600	15	2,5	0,7	$2 \times 10^{19} \div 5 \times 10^{19}$
700	15	2,5	0,7	$5 \times 10^{19} \div 10^{20}$
800	15	2,5	0,7	$5 \times 10^{19} \div 5 \times 10^{20}$
600	15	2,5	—	$10^{19} \div 2 \times 10^{19}$

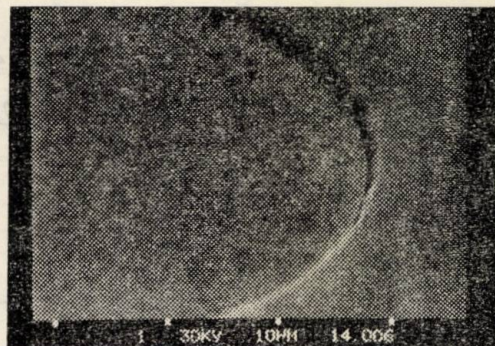
3. Investigații de structură

Au fost investigate contacte pe care nu s-a mai făcut a doua nichelare. Cu ajutorul microscopiei electronice de baleiaj s-a pus în evidență caracterul destul de neuniform, rugos al suprafeței siliciurii rezultate în urma tratamentului termic (în figura 3a — tratament la 600°C, 12 min, în $N_2 + H_2$). Inițial suprafața Si a fost lustruită oglindă. Absența H_2 din atmosfera de tratament conduce la creșterea neuniformităților suprafeței și apariția unor depozite chimice nedorite, neaderente (fig. 3b — 600°C, 12 min, N_2). Creșterea temperaturii de tratament contribuie la o mai bună unifor-

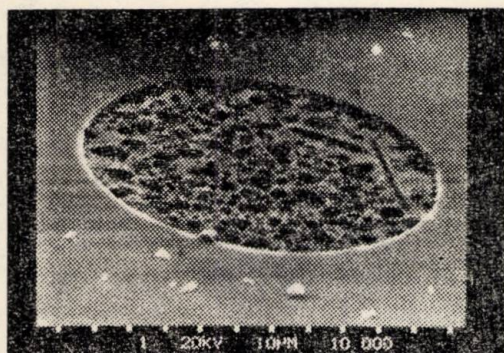
Fig. 2. Variația RSC cu doparea semiconductorului, pentru diferite condiții de tratament termic, la contacte Ni/Si-n realizate prin depunere chimică.



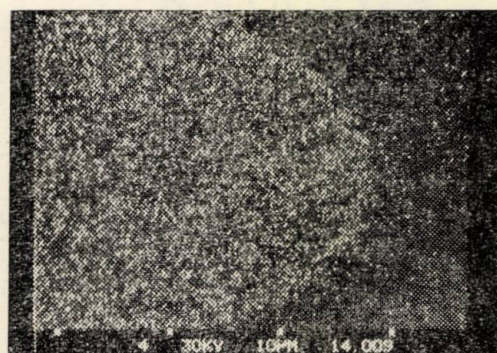
a)



a)



b)

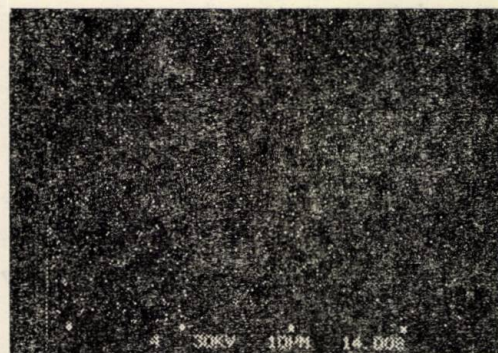


b)

Fig. 3. a— Aspect corect al suprafeței siliciurii după un tratament la 600°C, în $N_2 + H_2$; b— aspect incorect al suprafeței siliciurii după un tratament la 600°C, în N_2 .

mizare a suprafeței, după cum se vede în figura 4a, reprezentând un detaliu al unui contact tratat la 790°C, 12 min în $N_2 + H_2$. Cu ajutorul microsondei s-a identificat prezența Ni (fig. 4b) și Pd (fig. 4c) în fereastra de contact din figura 4a, identificarea P nefiind posibilă din cauza limitării de rezoluție a aparaturii folosite.

Utilizarea spectroscopiei de tip Auger a permis reprezentarea inedită a profilurilor de concentrație ale elementelor prezente în stratul de tranziție Ni/Si. Figura 5a se referă la un contact Ni/Si-*n* tratat la 600°C, 10 min, cu răcire lentă, în $N_2 + H_2$, iar figura 5b la un tratament similar însă în atmosferă de N_2 . Se observă că cea mai mare concentrație de P se găsește la suprafața exterioară a siliciurii. Concentrația de P în volum este mai mare în cazul tratamentului în $N_2 + H_2$, ceea ce explică eficiența mai mare a „ohmicizării” în acest caz, constatată mai sus. Se remarcă o creștere a concentrației de P spre interfața siliciură-Si, ceea ce arată că formarea siliciurii favorizează penetrarea P în Si. Se remarcă, de asemenea, prezența Pd; este posibil ca stratul complex format Ni-Si-P-Pd să aibă unele proprietăți diferite de ale siliciurii obișnuite. Variațiile aparent graduale ale concentrațiilor de Ni, Si și O (suprafața exterioară a siliciurii este oxidată)



c)

Fig. 4. a— Aspect corect al suprafeței siliciurii după un tratament la 790°C, în $N_2 + H_2$; b— cu ajutorul microsondei s-a detectat prezența Ni; c — Pd.

se datorează probabil variațiilor de adâncime ale celor două suprafețe ce limitează siliciura, de pe zona de arie neneglijabilă inspectată de fascicul. Existența și mărimea acestor rugozități este confirmată și de figurile 3 și 4.

Spectrele de tip Auger din figura 6, referitoare la momentul inițial și la trei timpi diferiți de corodare, pentru proba din figura 5a, au fost comparate cu spectrogramele Auger comunicate în [9]. S-a putut identifica astfel inflexiunea caracteristică siliciurii NiSi. Această siliciură este deci prezentă în stratul analizat (pe o adâncime de aproximativ 0,5 μm).

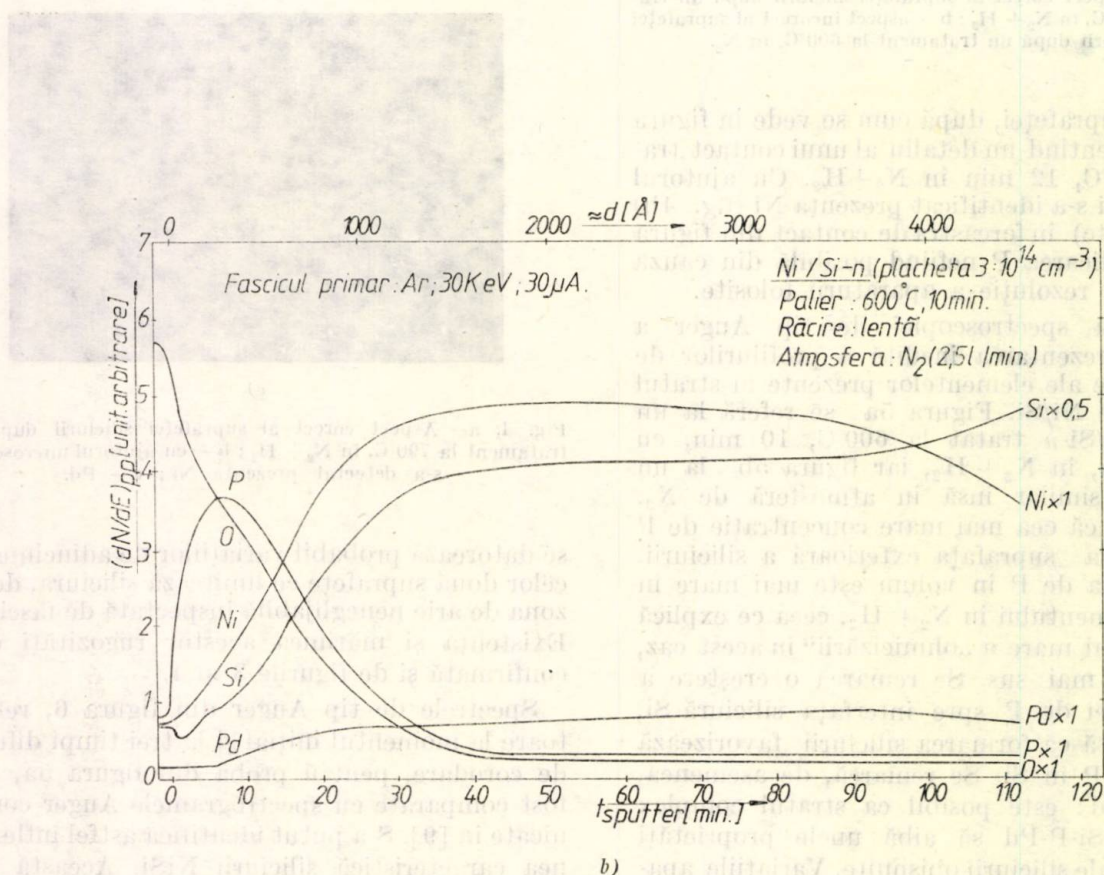
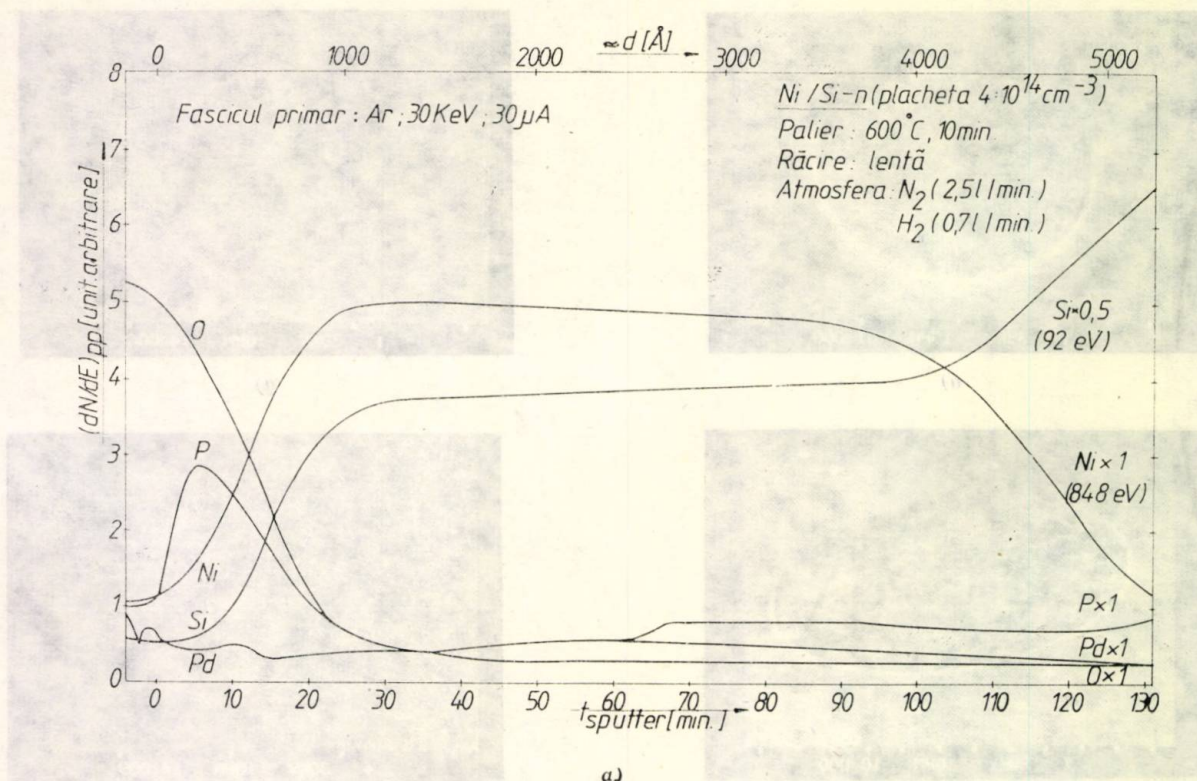


Fig. 5. a — Profiluri de concentrație ale elementelor prezente în stratul de tranziție al contactului Ni/Si-n tratat la 600°C în $\text{N}_2 + \text{H}_2$; b — respectiv în N_2 .

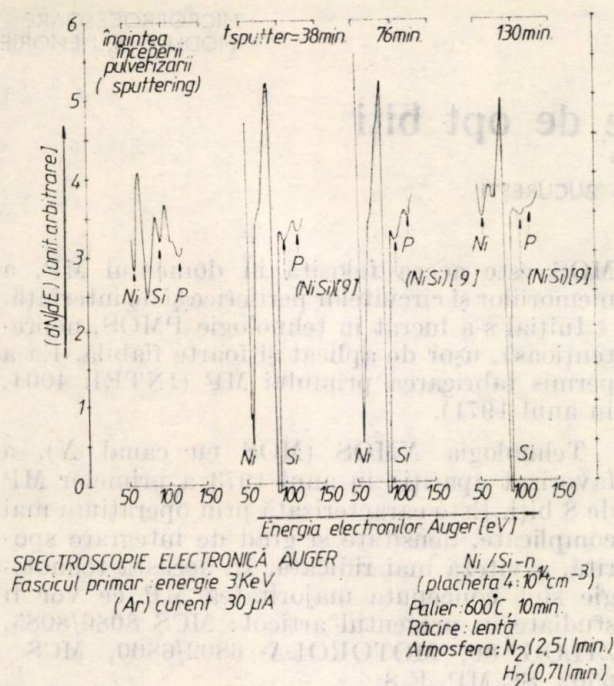


Fig. 6. Spectre Auger pentru Si, Ni, P și NiSi obținute pe proba din figura 5a.

Concluzii

Rezultatele prezentate permit avansarea unui model aproximativ pentru contactul Ni/Si obținut prin depunere chimică. Depunerea de Ni este precedată de activarea suprafeței de Si cu atomi de Pd, concomitent cu o oarecare asperizare a suprafeței Si. În timpul nichelării chimice odată cu Ni se depune și P. În timpul tratamentului termic Ni formează cu Si o siliciură. La temperatura de 600°C s-a constatat formarea NiSi. Aplicând legile de creștere stabilite în [3], rezultă că pentru tratamente la peste 500°C s-a format complet siliciura NiSi, în timp ce pentru 400°C este foarte probabil să fie prezentă siliciura Ni₂Si. La 800°C este posibil să fi început formarea NiSi₂ [3]. Atît interfața siliciură-Si, cît și suprafața exterioară a siliciurii prezintă rugozități de ordinul 10²–10³Å.

Măsurătorile electrice indică formarea unui strat superficial donor puternic dopat în Si, lingă interfața cu siliciura. Analizele microfizice

sustin ipoteza că acest strat se datorează penetrării atomilor de P depuși pe Si în timpul nichelării. O extrapolare la temperaturi joase a coeficientului de difuzie a P în Si pentru temperaturi mari indică, pentru tratamentele termice utilizate, lungimi de difuzie pînă la cîteva sute de Å. Deoarece în timpul formării siliciurii, interfața siliciură-Si înaintează înspre Si pe adîncimi mult mai mari (fig. 5), rezultă că penetrarea P în Si nu poate fi explicată prin procesele simple de difuzie cunoscute, ci alte mecanisme fizico-metalurgice stau la baza dopării superficiale favorizate de formarea siliciurii. Intensificarea tratamentului termic precum și prezența H₂ în atmosfera de tratament conduc la creșterea eficienței acestei dopări.

Doparea superficială de tip n⁺ are un efect favorabil asupra „ohmicizării” contactelor Ni/Si-n, însă este nedorită la realizarea unor contacte ohmice Ni/Si-p. Rezultatele prezentate permit alegerea unui tratament termic optim pentru contactarea satisfăcătoare a unor dispozitive semiconductoare concrete.

Bibliografie

- [1] Sullivan, M.V., Eigler, J.H. Electroless Ni plating forming ohmic contacts to silicon. In: Journal of Electrochemical Society, vol. 104, 1957; p. 226–230.
- [2] Andrews, J.M., Koch, F.B. Formation of NiSi and current transport across the NiSi-Si Interface. In: Solid State Electronics, vol. 14, 1971, p. 901–908.
- [3] Coe, D.J., Rhoderick, E.H. Silicide formation in Ni-Si Schottky barrier diodes. In: Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 19, 1976, p. 965–972.
- [4] Rhoderick, E.H. Metal-Semiconductor Contacts, Clarendon Press, Oxford, 1978.
- [5] Ottaviani, G. Review of binary alloy formation by thin film interactions. In: Journal of Vacuum Science and Technology, vol. 16, 1979, p. 1112–1119.
- [6] Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Dan, P.A., Banu, V. Caracteristici electrice ale contactelor Ni-Si realizate prin depunere chimică. Lucrare prezentată la CAS ediția a III-a, 1980.
- [7] Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Dan, P.A. Effect of Si dissolution and recrystallisation upon ohmic Al/p-Si contacts. In: Applied Physics Letters, vol. 37, 1980 p. 215–217.
- [8] Popović, R.S. Metall-n type semiconductor ohmic contact with a shallow n⁺ surface layer. In: Solid State Electronics, vol. 21, 1978, p. 1133–1138.
- [9] Roth, J.A., Crowell, C.R.: Application of Auger electron spectroscopy to studies of silicon/silicide interface. In: Journal of Vacuum Science and Technology, Vol. 15, 1978, p. 1317.

CZ 621.318.7

MICROPROCESOARE
MODULE DE MEMORIE

Microprocesoare de opt biți

DAN GÂRLAȘU* — BUCUREȘTI

Introducere

În țara noastră, cele mai cunoscute microprocesoare (MP) sînt INTEL 8080 (folosit în micro sistemele Felix M 18, M 118, imprimanta PB 1130 etc.) și abordate teoretic în [1] și [2] și MOTOROLA 6800 descris în [3]. În 1981 întreprinderea RCD a început să producă imprimanta serială SCAMP echipată cu MP ZILOG 80. De asemenea există configurații care folosesc familia 8085.

Articolul de față va înfățișa în mod comparativ cu dispozitive cunoscute, trăsături și performanțe ale unor MP care au nu constituit obiectul unor abordări teoretice sau implementări industriale pînă în prezent la noi.

Se consideră util acest lucru pentru studiarea modalităților de soluționare a unor probleme legate de:

- tehnologii și performanțe;
- arhitectura internă;
- interfațare și dialog cu alte circuite;
- posibilitatea proiectării unei diversități de configurații;
- posibilități software.

1. Tehnologii și performanțe

Microprocesoarele sînt circuite integrate pe scară largă (LSI) și foarte largă (VLSI). Ele nu s-ar fi putut dezvolta atît de repede și cu performanțe din ce în ce mai bune fără un efort de cercetare și inovație important în domeniul unor tehnologii noi. Acestea, se pot împărți în două clase mari: cele de tip MOS (METAL OXID SEMICONDUCTOR) și cele de tip bipolar. Tabelul 1 înfățișează caracteristici ale tehnologiilor din cele două clase. Tehnologia

MOS este aceea folosită în domeniul MP, a memoriilor și circuitelor periferice și de interfață.

Inițial s-a lucrat în tehnologie PMOS, nepretențioasă, ușor de aplicat și foarte fiabilă. Ea a permis fabricarea primului MP (INTEL 4004, în anul 1971).

Tehnologia NMOS (MOS cu canal *N*), a favorizat apariția în anul 1973 a primelor MP de 8 biți. Este caracterizată prin operațiuni mai complicate, densitate și grad de integrare sporită, o viteză mai ridicată. În această tehnologie sînt concepute majoritatea MP ce vor fi studiate în prezentul articol: MCS 8080/8085, ZILOG 80, MOTOROLA 6802/6800, MCS 6502, SC/MP, F 8.

Tehnologia CMOS combină procesele pentru canal *N* și *P*. Ea permite o reducere considerabilă a consumului, ceea ce o face utilizabilă în sistemele autonome sau imbarcate. Un exemplu îl constituie MP CDP 1802, cunoscut și sub numele de COSMAC (produs de RCA), care prezintă un consum extrem de redus (40 mW).

Compromisul între capacitatea mare de integrare oferită de NMOS, pe de o parte, și avantajele CMOS, a fost obținut prin punerea la punct a procedurii P^2 CMOS și realizarea MP NCS 800 care utilizează două nivele de conexiuni în polisiliciu, fapt care conduce la creșterea densității de integrare. Este realizat de firma NATIONAL SEMICONDUCTOR și are o arhitectură asemănătoare cu MCS 8085, 22 de registre interne și setul instrucțiuni al lui Z 80.

Evident, un parametru important — frecvența de lucru — se dorește cît mai ridicată. Vom menționa din nou MP CDP 1802 cu 6,4

Tabelul 1

An	Tehnologie	Nr. masti	Nr. difuzii	Nr. porți/mm	Timp propagare (ns)	Factor calitate	Perspectiva pentru LSI
1971	P. MOS	4—5	2	90	30	150	BUNĂ
1973	N. MOS	5—7	2—3	170	10	40	F. BUNĂ
1974	C. MOS	5	3—5	60	10—30	0,5—5	MEDIE
1974	TTL S	7	4	40	5	20	SLABĂ
1975	IIL	8	3	200	10	0,1—1	EXCELENTĂ
1976	ECL	8	4—5	20	1	40	F. SLABĂ
1977	SOS	4	2	220	2	0,01	EXCELENTĂ
1979	HMOS	4—5	2—3	180—200	1—5	1—2	EXCELENTĂ
	Referința TTL	7	4—5	20	10	100	F. SLABĂ

MHz, iar la polul opus S 2650 a cărei frecvență de lucru poate fi încetinită până la zero, — de exemplu pentru sincronizare cu echipamente lente, — fără pericolul pierderii informației conținute în registre (realizate static).

Tabelul 2 prezintă performanțele mai importante a nouă tipuri de MP, la care se va face referire în continuare.

8080/8085 are un acumulator și șase registre generale (*B, C, D, H, și L*) (fig. 2-a); 6800/6802 are două acumuloare (fig. 2-b); iar 6502 are un acumulator (fig. 2-c). 6800/6802 și 6502 folosesc locații de memorie ca registre. Se remarcă faptul că ZILOG 80 deține mai mult decît dublul numărului de registre al lui 8080, fapt ce oferă ușurința în programare (fig. 2d).

Tabelul 2

Microprocesor	Frecvența de lucru (MHz)	Set de instrucțiuni	Configurație minimă		Tehnologie	Producători
			circuite suplim.	Caracteristici		
Z 80 Z 80 A-II	2.5 4.0	158 COMPAT. 8080	Z 80 PIO Z 6106 2716	2*PORT 8 BITI 1024*4 RAM 2 k0 ROM	NMOS	ZILOG, SGS MOSTEK SHARP, NEC
NSC 800	2.5	158 COMPAT Z 80	NSC 830 NSC 810	2 k0 ROM 128*8 RAM 20 linii I/E	P ³ CMOS	NATIONAL SEMICONDUCTORS (NS)
CDP 1802	3.2 6.4	91 COMPAT. CDP1801	PLO 1851 RAM 1822 ROM 1822	256*8 RAM	CMOS	RCA
SC/MP	4	46	INS 8154	2048*8 ROM 128*8 RAM 16 LINII I/E	PMOS SC/MP NMOS SCMP-II	NS SIGNETICS ROCKWELL
CPU 3850 (FAM. F8)	2	70	PSU 3851	1 k0 ROM 64*8 RAM 4*PORT 8 BITI	NMOS	FAIRCHILD SGS
S 2650	1.25	75	SMI 2656	2 k0 ROM 128*8 RAM	NMOS	SIGNETICS AMS
MCS 6502	1 2 3	56	MCS 6530	1k0 ROM 64*8 RAM 16 LINII I/E	NMOS	MOS TECHN- OLOGY SINERTEK
M 6802	1 1.5 2	72 COMPAT M 6800	M 6846	128*8 RAM 2 k0 ROM	NMOS	MOTOROLA HITACHI SESCOSEM
MCS 8085	3 5	117 COMPAT. 8080	8355/8755 8156	2 k0 ROM 256*8 RAM PORT 48 BITI PORT 16 BITI	NMOS	INTEL NS

2. Arhitectura internă

Un MP tipic (fig. 1) constă din trei blocuri interconectate. Acestea sînt registrele, unitatea aritmetică și logica (UAL) și partea de comandă.

Registrele sînt dispozitive de memorare temporară. Toate MP conțin acumulator, contor-program, indicator de stivă și registru de instrucțiuni. Unele MP conțin și alte registre cu scop general.

Acumulatorul păstrează unul din operanzii pentru UAL. El poate fi atît sursă cit și registru-destinație. Uneori un MP poate include un număr suplimentar de registre generale pentru a memora operanzi sau date imediate. Alte MP pot folosi locații de memorie ca registre. MP

Contorul program conține adresa de memorie a următoarei instrucțiuni din program. MP incrementează acest registru de fiecare dată cînd ex-

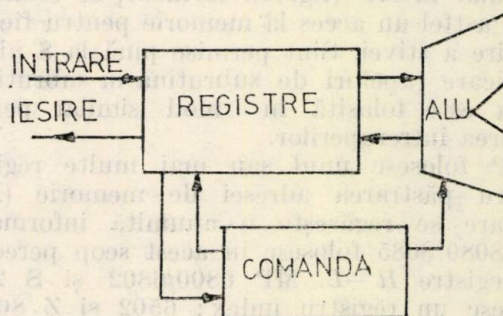


Fig. 1. Arhitectura de bază a unui MP.

trage o instrucțiune din memorie. Excepție de la această procedură sînt instrucțiunile de salt și de apel de subrutină, acestea forțînd în contorul-program adresa următoarei instrucțiuni sau secvențe de instrucțiuni. Apelul de subrutină

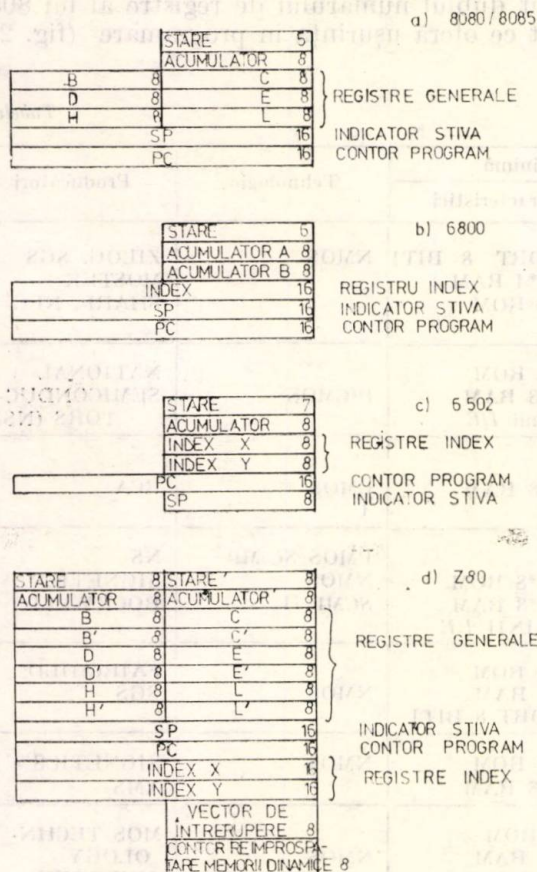


Fig. 2. Structura registrelor la diverse MP.

presupune însă salvarea stării programului principal și refacerea acesteia la revenirea din subrutină. Acesta se face folosind o stivă — (zona de memorie organizată pe principiul ultimul intrat, primul ieșit). Stiva este referită prin registrul indicator de stivă (SP), și care conține adresa celei mai recent ocupate locații din stivă. Dacă, în general, stiva este organizată în memoria principală, MP S 2650 oferă o alternativă utilă, implementînd stiva chiar în MP (fig. 3). Evident, se economisește astfel un acces la memorie pentru fiecare referire a stivei. Sînt permise pînă la 8 nivele imbricare (apeluri de subrutină în subrutină). Stiva este folosită în mod similar pentru tratarea întreruperilor.

MP folosesc unul sau mai multe registre pentru păstrarea adresei de memorie (MA) la care se regăsește o anumită informație. MP 8080/8085 folosesc în acest scop perechea de registre H—L. MP 6800/6802 și S 2650 folosesc un registru index; 6502 și Z 80 au două registre index.

Registrul de stare desemnat și prin indicatorii sau biții de condiții operează în conjuncție cu UAL și specifică condițiile ce apar pe măsură ce sînt efectuate operații aritmetice și logice. Indicatorii tipici cu semnificațiile lor sînt:

- ZERO: setat (1) dacă rezultatul operațiunii din UAL este zero (altfel resetat (0)).

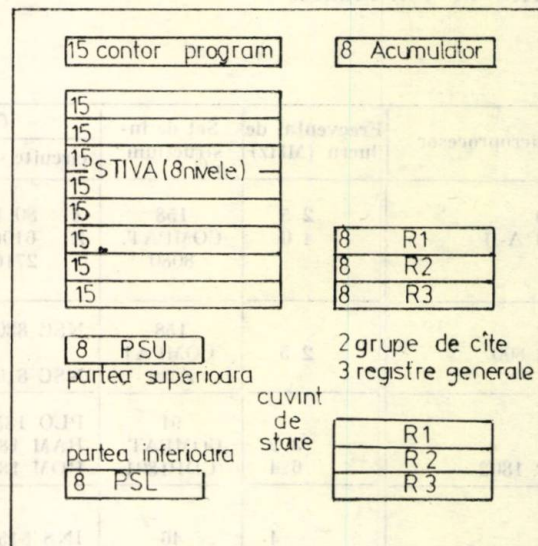


Fig. 3. Configurația registrelor și a stivei la S 2650.

- SEMN: setat dacă cel mai semnificativ bit al rezultatului din ALU este 1, altfel resetat.
- PARITATE: setat dacă rezultatul conține un număr par de biți 1, altfel resetat.
- TRANSPORT: setat dacă rezultatul unei adunări sau scăderi furnizează transport sau împrumut de la bitul cel mai semnificativ, altfel resetat.
- TRANSPORT AUXILIAR: setat dacă rezultă transport de la bitul 3 la bitul 4, altfel resetat.

Aceștia sînt și indicatorii pentru 8080/8085 (fig. 4a). La 6800/6802 (fig. 4b) există două diferențe:

- DEPĂȘIRE: setat cînd o operație în complementul lui 2 dă un transport, altfel resetat.

- ÎNTRERUPERE: setat cînd se dorește ca MP să nu răspundă la o cerere de întrerupere (mascarea întreruperii).

Z 80 deține în plus față de 8080 indicatorul M care este poziționat ori de cîte ori se efectuează o scădere și resetat la efectuarea unei adunări (fig. 4e).

MP 6502 diferă de 6800/6802 și 8080/8085 prin doi biți (fig. 4c):

- MOD ZECIMAL: cînd acest bit este setat se execută operații în cod BCD (zecimal codificat binar).

- BREAK: setat la execuția unei întreruperi software.

Figura 5 prezintă structura funcțională a MP 8085 ce respectă schema generală din figura 1: se remarcă prezența registrelor generale și specializate, a UAL și a părții de comandă. Circulația informației între compartimente se realizează pe magistrale interne de date, adrese, comenzi. Pot exista, de la caz la caz,

Un set de semnale, ROMC0-ROMC4 coordonează schimbul de informație cu registrele aflate în alte circuite decât UCP (în cazul de față PSU 3851).

PSU 3851 conține 1 k0 memorie ROM, 64 octeți RAM și registrele pentru adresarea acestui spațiu: *PO* — contorul program, ce indică în

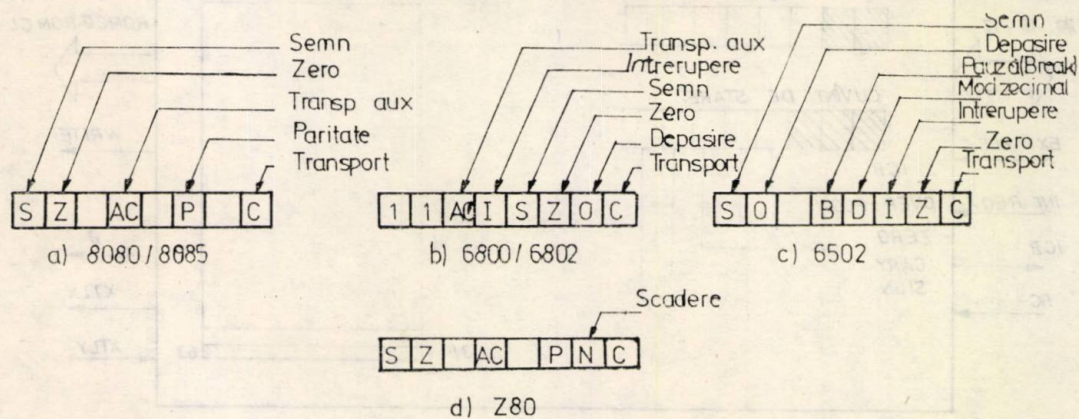


Fig. 4. Configurația cuvintului de stare la diverse MP.

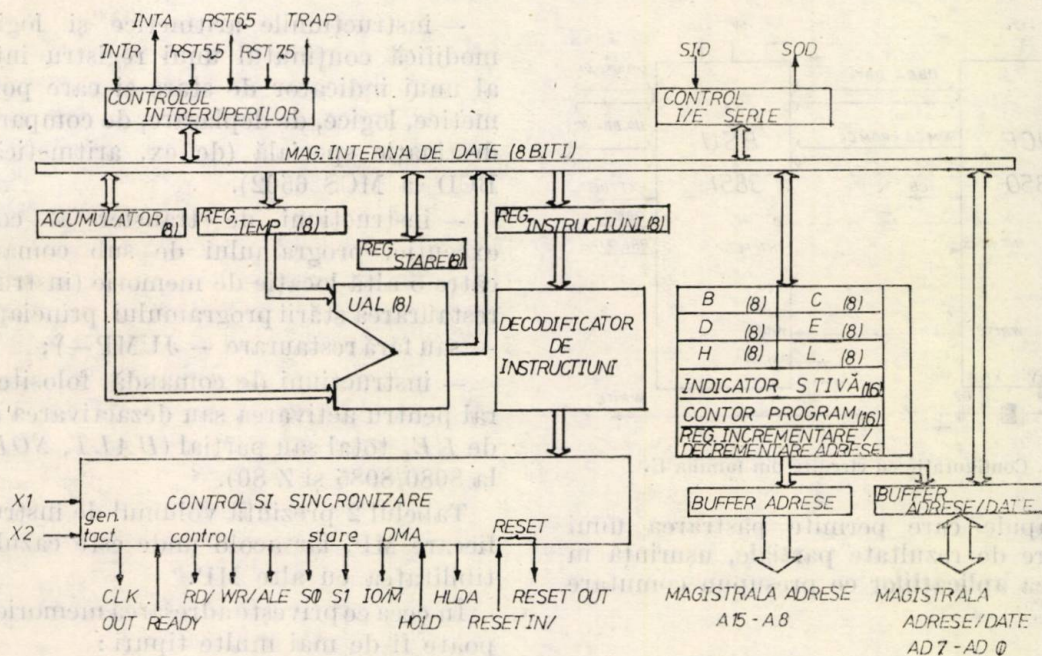


Fig. 5. Structura funcțională a MP INTEL 8085.

circuite suplimentare pentru amplificarea, transmisia/recepția serială a informației din exterior, reîmprospătarea sistemelor de memorie dinamică etc.

O structură interesantă și puțin deosebită de cele prezentate se realizează cu circuite din familia F 8 (FAIRCHILD), utilizând CPU MK 3850 și PSU MK 3851. Pseudounitatea centrală 3850 conține un registru acumulator (8 biți), 64 octeți memorie-tampon rapidă (scratch-pad), un registru de adresare indirectă a acestei memorii (6 biți), și un registru de stare (fig. 6).

mod normal adresa următoarei instrucțiuni din program; DC—contorul de date, adresează cuvinte de memorie conținând octeți individuali de date sau octeți din tabelele de date, folosiți ca operanzi; *P*—registru de stivă, este un tampon pentru *PO*, conținutul său nefiind niciodată folosit pentru adresarea memoriei. Când survine o întrerupere, conținutul lui *PO* este salvat în *P*. Unitatea centrală astfel implementată este prezentată în figura 7. Originalitatea schemei constă în separarea registrelor de adresare de cele de lucru, existența memoriei-

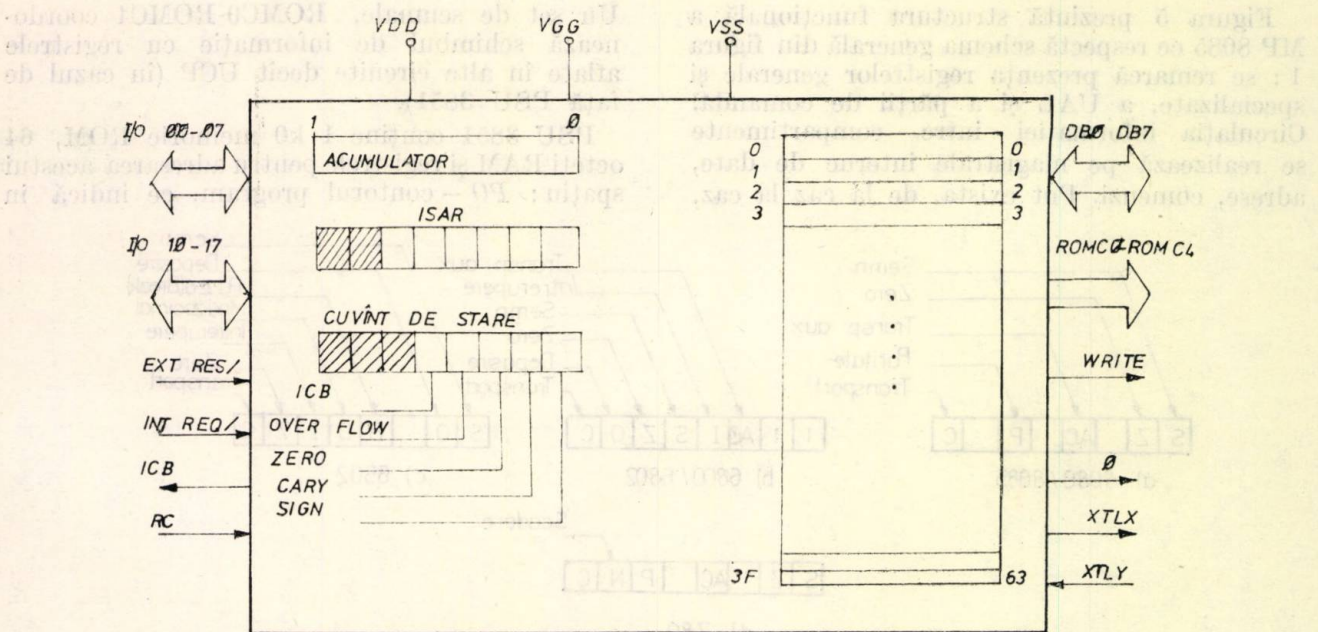


Fig. 6. CPU 3850.

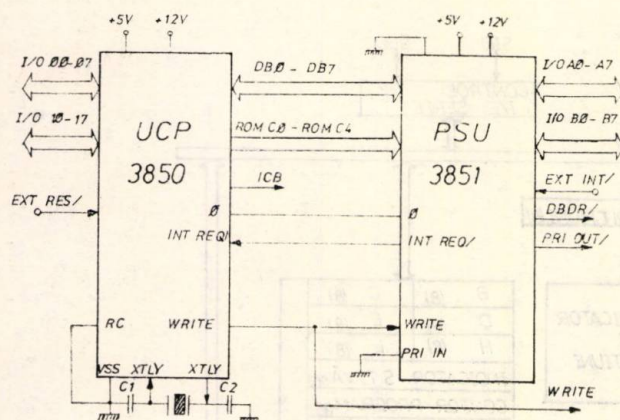


Fig. 7. Configurație cu circuite din familia F.

tampon rapide care permite păstrarea unui număr mare de rezultate parțiale, ușurință în programarea aplicațiilor ce presupun comutare de context.

3. Instrucțiuni și posibilități de adresare

Memoria MP este organizată pe cuvinte de 8 biți (spațiul maxim adresabil fiind în mod normal de 64 ko, cu excepția MP S 2650 cu 32 ko).

Ca urmare, instrucțiunile și datele sînt organizate pe cuvinte de 8 biți. Instrucțiunile pot fi formate din 1,2 sau 3 octeți. Primul octet conține totdeauna codul operației, iar cel de-al doilea și al treilea, date sau adrese, de la caz la caz. Instrucțiunile se împart în :

— instrucțiuni de transfer de date (de la/spre memorie, de la/spre echipamente periferice, din/spre stiva din memorie);

— instrucțiunile aritmetice și logice care modifică conținutul unui registru intern, sau al unui indicator de stare și care pot fi aritmetice, logice, de deplasare, de comparare, și cu destinație specială (de ex. aritmetică în cod BCD la MCS 6502).

— instrucțiuni de transfer al controlului execuției programului de sub comanda PC, către o altă locație de memorie (instrucțiuni cu restaurarea stării programului principiul CALL — sau fără restaurare — JUMP —);

— instrucțiuni de comandă, folosite în general pentru activarea sau dezactivarea structurii de I/E, total sau parțial (HALT, NOP, EI, DI la 8080/8085 și Z 80).

Tabelul 2 prezintă volumul de instrucțiuni la fiecare MP, iar acolo unde este cazul, compatibilitatea cu alte MP.

În ceea ce privește adresarea memoriei, aceasta poate fi de mai multe tipuri :

— adresare imediată (instrucțiunea conține operandul, iar adresa de memorie a destinației este conținută într-un registru);

— adresare directă (adresa de memorie a operandului este inclusă ca parte a instrucțiunii);

— adresare directă prin registru (instrucțiunea specifică un registru sau o pereche de registre în care se află memorată informația dorită);

— adresare indirectă prin registru (instrucțiunea specifică o pereche de registre care conțin adresa de memorie la care se află informația);

— adresare relativă (similară adresării indirecte, cu diferența că adresa operandului se calculează adunând conținutul *PC* la câmpul de date din instrucțiunea următoare sau conținutul cuvintului care urmează după instrucțiunea respectivă — *SC/MP*, 6800/6802, MCS 6502, S 2650);

— adresare indexată (similară adresării relative, cu deosebirea că un registru index — *IR* —, ia locul *PC* — *Z* 80, S 2650, 6800/6802);

— adresare prin stivă (registru indicator de stivă — *SP* — conține adresa curentă a vârfului stivei; instrucțiunile *PUSH*, *POP* transferă informația între un registru și adresa indicată de *SP*-MCS 8080/8085, *Z* 80 CDP 1802, *SC/MP*);

— adresare cu autoindexare (atunci când se face acces la memorie printr-un registru, conținutul acestuia fiind incrementat sau decrementat înainte sau după efectuarea accesului — *SC/MP*, S 2650).

4. Dialogul cu circuitele externe și semnale ale MP

Pentru schimbul de date cu periferia apropiată (memorii, interfețe), diferite MP utilizează procedee mai mult sau mai puțin complexe, elementele esențiale pentru definirea transferului fiind:

- sensul (MP-periferie sau invers)
- momentul (în funcție de ciclul MP)
- desemnarea circuitului implicat în schimb alături de MP.

În toate cazurile, semnalele de adresă realizează cea de-a treia funcție (problema va fi detaliată ulterior).

Pentru anumite MP magistrala de adrese există fizic, completă și autonomă. Pentru altele, este multiplexată (din cauza numărului limitat — de obicei la 40 — al semnalelor accesibile în exterior) cu alte semnale (magistrală de date sau port). În acest caz un semnal suplimentar este necesar pentru determinarea momentului în care informația de pe magistrală reprezintă o adresă validă.

Definirea schimbului ca și momentul eșantionării se pot realiza pe două căi:

— un semnal pentru sens (1 = lectură, 0 = scriere) și un al doilea pentru momentul validării (*ENABLE*) sau,

— un semnal pentru lectură — *RD* (activ pe 0), și unul pentru scriere *WR* (activ pe 0).

Anumite MP utilizează semnale suplimentare care, dacă nu sînt obligatorii pentru definirea unui schimb, facilitează sarcina proiectantului de sisteme.

Se poate utiliza de exemplu un semnal *IO/M*, (*I/E*: '1' și memorie: '0') care permite separarea spațiului de adrese al memoriei de registrele *I/E* (MCS 8085, NCS 800). Tabelul 3 permite compararea mijloacelor de schimb ale MP.

Semnale suplimentare utilizate pentru schimb ca *SENSE*, *FLAG*, *SIN*, *SOUT* permit testarea nemijlocită a unei stări externe, accesul direct din exterior la anumiți biți din cuvîntul de stare (*SC/MP*) sau acces serial (8085, *SC/MP*).

Tabelul 3

Microprocesor	Sens și mom. ale schimbului	Adr. și semnale de validare	Semnale suplim. pentru schimb	Semnale de întrerupere
<i>SC/MP</i>	NRDS NWDS	MAG. ADR. MULTIPLEXATA CU DATE NADS (ADR/DATE)	<i>SENSE A</i> , <i>SENSE B</i> <i>SOUT</i> , <i>SIN</i> <i>FLAG</i> 0, 1, 2	<i>SENSE A</i> <i>NRST</i>
6800 6802	<i>R/W</i> 02	MAG. ADR. SEPARATA VMA (VALID MEM. ADR.)	—	<i>IRQ/NMI</i> / <i>RESET</i>
6502	IDEM 6800	IDEM 6800	—	IDEM 6800
8085	<i>RD</i> / <i>WR</i> /	MAG. ADR. MUX. CU DATELE ALE (ADR. LATCH EN)	<i>IO/M</i> — : <i>I/E</i> = 1 :MEM = 0 <i>SID</i> , <i>SOD</i>	<i>INTR RST</i> 7.5 RT 6.5, 5.5 <i>TRAP</i>
<i>Z</i> 80	<i>RD</i> / <i>WR</i> /	MAG. ADR. SEPARATA	<i>IOREQ</i> /: <i>I/E</i> <i>MREQ</i> /:MEM	<i>INT</i> /, <i>NMI</i> / <i>RESET</i> /
CDP 1802	<i>MRD</i> / <i>MWR</i> /	MAG. ADR. MUX. TPA, TPB	<i>EF1</i> — <i>EF4</i> <i>Q</i> , <i>SC0</i> , <i>SC1</i>	<i>N0</i> — <i>N2</i> , <i>INT</i> / <i>DMAIN</i> , <i>DMAOUT</i>
S 2650	<i>R/W</i> <i>WRP</i>	MAG. ADR. SEPARATA ADREN/	<i>SENSE</i> , <i>M/IO</i> <i>FLAG</i>	<i>INTREQ</i> / <i>INTRACK</i>
NSC 800	IDEM <i>Z</i> 80	MAG. ADR. MUX ALE (ADR. LATCH. EN)	<i>IO/M</i> — : <i>I/E</i> = 1 :MEM = 0	<i>NMI</i> /, <i>INT</i> <i>RST/A</i> , <i>B</i> , <i>C</i>

În ceea ce privește posibilitatea lucrului în întreruperi, toate MP prevăd cel puțin un semnal pentru aceasta. Este interesantă alternativa oferită de Z 80, 6800/6802, NSC 800 a unei întreruperi mascabile prin program, *IRQ* (interrupt request), care este luată în considerație la sfârșitul instrucțiunii curente, cu condiția ca bistabilul intern *INTERRUPT F/F* să fie activat prin soft, cît și a unei întreruperi nemascabile, cu prioritate mai mare decît *IRQ*, anume *NMI* (non maskable interrupt) și care este totdeauna luată în considerație la sfârșitul instrucțiunii curente, indiferent de starea bistabilului *INTERRUPT F/F*.

De exemplu, la Z 80 semnalul *NMI* forțează automat registrul *PC* la adresa 0066H, iar la 8085 semnalul *TRAP* la 0024H, unde se găsesc elemente permițînd tratarea întreruperii.

Un semnal deosebit de util este *REFRESH* (Z 80, NCS 800) cu ajutorul căruia se poate realiza reîmprospătarea unui sistem de memorie dinamică, nemaifiind necesară prezența unui controler dedicat acestui scop.

În sfîrșit, semnale ca *HOLD* și *WAIT* permit sincronizarea cu periferia lentă.

Există, în principal, trei metode pentru adresarea circuitelor auxiliare din sistem în vederea transferului informației:

1 — Selecția liniară de adresă (sau utilizarea parțială a magistralei); această soluție, rezervată configurațiilor reduse, prezintă avantajul simplității și nu necesită circuite suplimentare pentru decodificare sau multiplexare. O combinație a celor mai semnificativi biți selectează un circuit, în timp ce biții inferiori permit adresarea internă a acestuia. Circuitele externe sînt prevăzute în acest scop cu semnale de selecție (*CHIP SELECT*, *CHIP ENABLE*) și de adresare internă (de exemplu, în cazul unei memorii), procesorul va selecta un anumit chip și apoi o locație în cadrul acestuia.

2 — Selecția prin decodificarea completă a magistralei de adrese folosește toți biții de adresă prin aplicarea celor mai puțin semnificativi la intrările circuitului solicitat. Biții cei mai semnificativi vor fi folosiți pentru selecție pe intrările *CHIP SELECT/ENABLE*, suferind în prealabil o decodificare.

3 — Pentru decodificare se folosește o memorie gata înscrisă (ROM) cu combinații de selecție prezentate la ieșirea acestei memorii în funcție de configurația biților cei mai semnificativi de adresă de la MP, conectați pe intrările de adresă ale acestei memorii.

Metoda permite extinderea spațiului de memorie adresabil, dar, evident, se plătește prin circuite suplimentare (memoria ROM) și o întîrziere datorată timpului necesar regăsirii informației de selecție din ROM.

5. Exemple concrete de sisteme cu micro-procesoare

Un criteriu important în dezvoltarea unui sistem bazat pe MP îl constituie posibilitatea configurării unei structuri cu un număr minim de circuite. Aceste circuite, foarte puține la număr în sistemele mici, folosesc pentru:

— stocarea programelor și datelor (memorie ROM și RAM);

— comunicația cu exteriorul (circuite specializate pe care le întîlnim cu denumiri ca PIA — Peripheral Interface Adapter, PIO — Programable I/O, PPI — Programable Peripheral Interface, de la producător la producător.

Structura din figura 7 cu circuite din familia F 8 (CPU 3850 și PSU 3851) răspunde dezideratelor enunțate mai sus avînd un spațiu minim de stocare a datelor de 64 octeți, un spațiu pentru programe rezidente în ROM de 1 ko, și două porturi *I/E* de 8 biți de comunicare cu exteriorul. Tabelul 2 prezintă caracteristici de configurație minimă pentru MP. (Trebuie menționat că alcătuirea acestei configurații depinde de circuitele pe care le oferă la un moment dat producătorul și a căror varietate crește în permanență, de necesitățile unei anumite implementări, fantezia proiectantului etc.).

Iată, în continuare, o schemă ceva mai complexă care pentru adresare (fig. 8) folosește metoda 1 descrisă în capitolul anterior. Este vorba despre: un MP 6802 (analog 6800 dar avînd în plus circuit de tact intern și 128 octeți memorie RAM); două interfețe paralele PIA 6821; 348 octeți RAM pentru date, în chipuri 6810; un temporizor (timer) programabil PMT 6840. Fiecare circuit este conectat la magistralele de date, adrese, comenzi ale MP. Magistrala de date este bidirecțională, și pentru a se asigura nivel optim de semnal pentru un număr suficient de mare de receptori la contactul cu MP este amplificată prin tamponare bidirecționale cu trei stări (74LS245). La fel se procedează cu magistrala de adrese, unidirecțională de 16 biți (A0 — A15), cu tamponare 74LS241 (această magistrală nu a fost figurată pe schemă pentru mai multă claritate).

Magistrala de comenzi cuprinde semnalele descrise în capitolul 6, din care s-au reprezentat:

— *R/W* (selecție scriere/citire);
— *IRQ* (cerere de întrerupere);
— *E* (corespunzător fazei ceasului intern și folosit pentru a indica circuitelor externe momentul la care datele pot fi luate în considerație);
— *VMA* (indică prezența unei adrese valide pe magistrală).

Blocul cu logica de decodificare cuprinde circuite pentru selecția chipurilor de memorie 6810 (128 octeți RAM). Acest tip de memorie posedă 6 intrări de selecție *CS0*, *CS1*/, *CS2*/, *CS3*, *CS4*/, *CS5*/. Pentru ca utilizatorul să

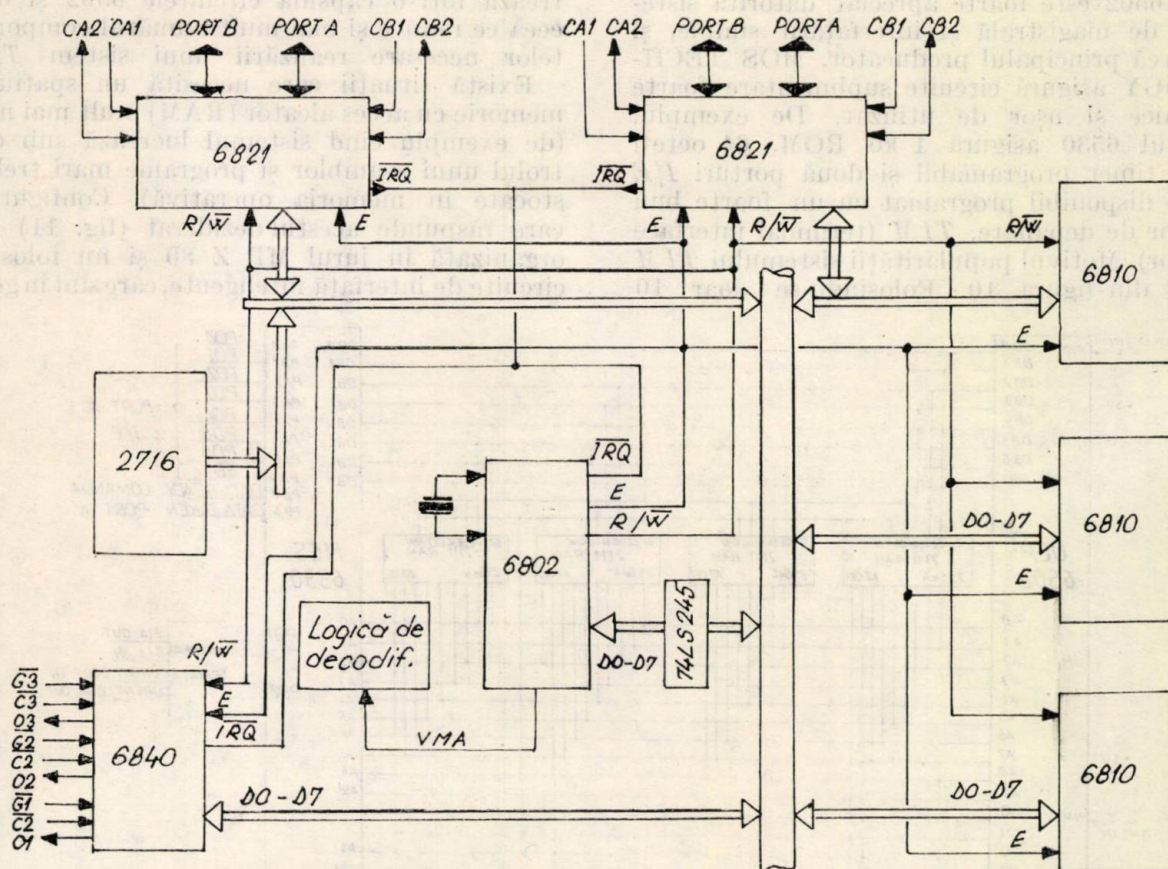
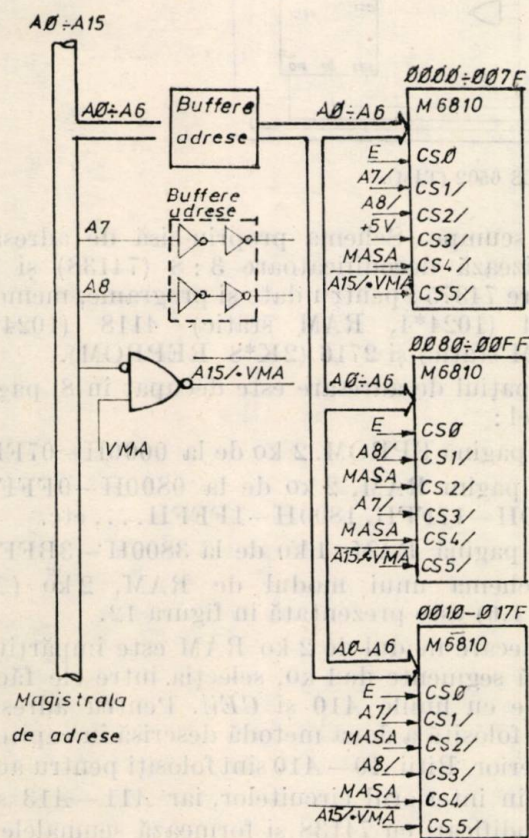


Fig. 8. Configurație cu M 6802.



poată avea acces direct la cei 384 octeți (adrese fizice : 0000H—01FFH) se dispune spațiul de adresare în mod continuu de la 0000 H. Se folosește selecția liniară de adresă : biții A0—A6 sînt utilizați la selecția internă, iar pentru selecția unuia din cele trei chipuri se utilizează A7, A8, ca în figura 9.

— Circuitul REPR0M 2716 conține 2048 octeți de memorie reprogramabilă. Adresarea în cadrul chipului se realizează cu liniile A0—A10. Selecția circuitului se face cu A11—A15. Este util să se plaseze acest spațiu de memorie la valori de adresă ridicate (FFFF, FFFE,...) pentru amplasarea în această zonă a vectorilor de întrerupere și de inițializare care la 6802 sînt :

FFFF/FFFF—RESET (inițializare MP);
 FFFD/FFFC—NMI (întrerupere nemascabilă);
 FFFB/FFFA—SWI (întrerupere programabilă);
 FFF9/FFF8—IRQ (întrerupere mascabilă).

Se va utiliza în acest scop condiția A15=1 (A11—A14 nu contează). Ecuația de adresare va fi CS/A15/.

Circuitele PIA 6821 și PMT 6840 se adresează în mod similar.

Fig. 9. Decodificarea și selecția de adresă pentru memoria cu acces aleator (RAM) din configurația cu un MP 6802 : $\alpha \equiv \alpha/$.

MP 6502 este foarte apreciat datorită sistemului de magistrală şi interfaţării simple, şi pentru că principalul producător, MOS TECHNOLOGY asigură circuite suplimentare foarte puternice şi uşor de utilizat. De exemplu, circuitul 6530 asigură 1 ko ROM, 64 octeţi RAM, timer programabil şi două porturi I/E şi este disponibil programat cu un foarte bun monitor de depanare, TIM (terminal interface monitor). Motivul popularităţii sistemului TIM reiese din figura 10. Folosindu-se doar 10

trează într-o capsulă circuitele 6502 şi 6530 ceea ce reduce şi mai mult numărul componentelor necesare realizării unui sistem TIM.

Există situaţii care necesită un spaţiu de memorie cu acces aleator (RAM) mult mai mare (de exemplu când sistemul lucrează sub controlul unui asamblor şi programe mari trebuie stocate în memoria operativă). Configuraţia care răspunde acestui deziderat (fig. 11) este organizată în jurul MP Z 80 şi nu foloseşte circuite de interfaţă inteligente, care sînt în gene-

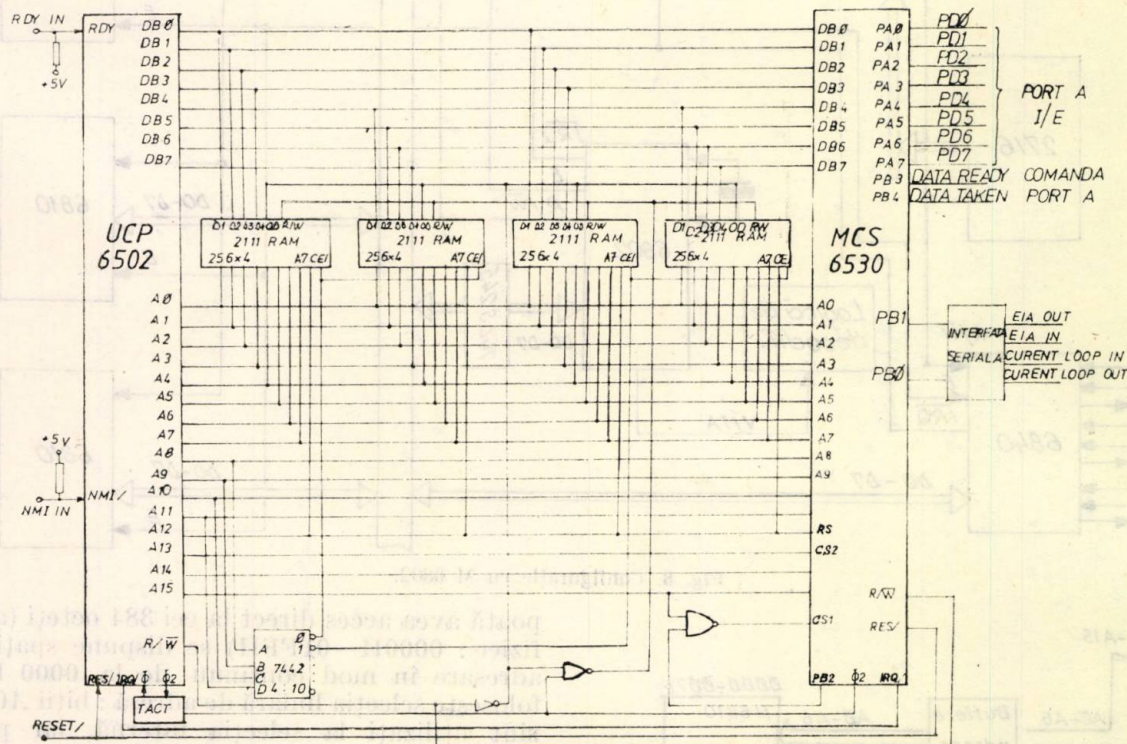


Fig. 10. Unitate centrală cu MCS 6502 (TIM).

circuite integrate se realizează o unitate centrală cu 1 ko ROM, 576 octeţi RAM (direct expandabili la 5 ko), un port paralel I/E de 8 biţi şi o interfaţă serială (compatibilă TTL, EIA, sau „bucă de curent”).

Spaţiul de memorie RAM este plasat la adrese mici (0000H—01FFH), circuitele 2111 conţinând propriile tampoane amplificatoare care fac conectarea la magistrală extrem de simplă. Adresarea circuitului 6530 se realizează astfel: 6300H—630FH pentru I/E; 7000H—73FFH pentru ROM; 7FA0H—7FFFH pentru RAM. Circuitul 6530 deţine două porturi: portul A e folosit ca port paralel standard, cu două linii din portul B asigurând dialog prin interblocare. Alte două linii ale portului B sînt folosite la interfaţa serială (EIA OUT, EIA IN). PB4 este utilizat la comanda adresării iniţiale a ROM-ului, astfel încît sistemul să poată fi iniţializat de la terminal. MOS TECHNOLOGY a realizat şi MP 6509 care concen-

tral scumpe. Schema propriu-zisă de adresare utilizează decodificatoare 3:8 (74138) şi registre 74375; pentru date şi programe, memorii 2114 (1024*4, RAM static) 4118 (1024*8, RAM static) şi 2716 (2K*8 REPR0M).

Spaţiul de adresare este decupat în 8 pagini astfel:

1 pagină EPROM. 2 ko de la 0000H—07FFH
6 pagini RAM, 2 ko de la 0800H—0FFFH, 1000H—17FFH, 1800H—1FFFH..., etc.

1 pagină RAM, 1 ko de la 3800H—3BFFH.

Schema unui modul de RAM, 2 ko (M_i , $i = 1,6$) este prezentată în figura 12.

Fiecare modul de 2 ko RAM este împărţit în două segmente de 1 ko, selecţia între ele făcîndu-se cu liniile A10 şi CEi/. Pentru adresare este folosită a doua metodă descrisă în capitolul anterior. Biţii A0—A10 sînt folosiţi pentru accesul în interiorul circuitelor, iar A11—A13 sînt decodificaţi cu 74138 şi formează semnalele de

selecție CE_i / pentru fiecare chip. Semnalele de comandă folosite sînt :

- RD / pentru selecția circuitului EPROM ;
- WR / permite scriere/citire din RAM ;
- $IOREQ$ / dă posibilitatea periferiei să lanseze cereri de întrerupere.

(de gestiune, științifice, comunicații etc.) familia F8 este utilizată în aplicații dedicate (de la microcontrolere pentru unități de bandă magnetică, pînă la automatele din aparatele de uz casnic), aceasta și datorită modului de concepție a arhitecturii interne.

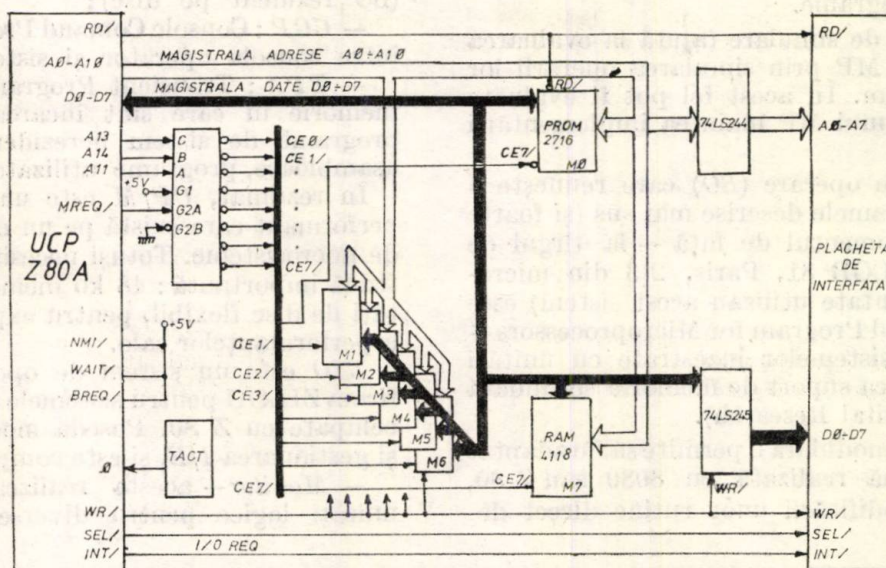


Fig. 11. Sistem bazat pe MP² 80.

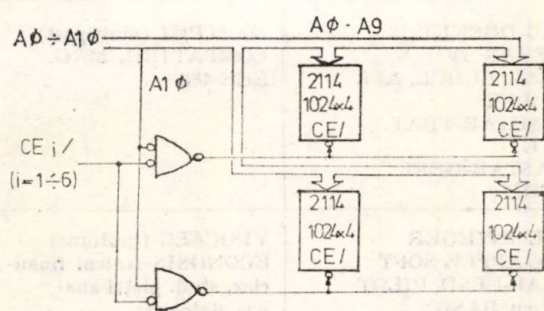


Fig. 12. Structura unui modul de memorie RAM folosit în configurația cu MP Z 80.

6. Mijloace software

Dezvoltarea unei configurații este strîns legată de posibilitatea de implementare și modelare a unor aplicații cît mai diverse, și de cele mai multe ori de compatibilitatea cu sisteme mai vechi pentru care există deja programe puse la punct. De altfel, orice producător ține să realizeze la promovarea unui nou MP compatibilitatea cu produsele anterioare. O altă problemă o constituie ușurința cu care poate fi programat un anumit MP. Într-adevăr este relativ ușor de scris un program pe o mașină INTEL, ZILOG sau MOTOROLA, și destul de incomod pe un UCP 3850 din familia F8; rezultă o delimitare în domeniile de aplicații. În timp ce 8080/8085, 6800/6802, 6502 sînt folosite cu mult succes în sisteme cu caracter universal

În general, sînt furnizate următoarele tipuri de programe de sistem necesare operării micro-calculatorului :

— Editor (permite scrierea de programe într-un cod mnemonic);

— Asamblor (traduce textul sursă în text-obiect direct executabil, producînd un listing și eventual mesaje). Asamblarea se poate executa pe același sistem pentru care este scris softul (asamblor-rezident) sau pe un alt calculator (cross-asamblor). Există, de exemplu, cross-asamblor pentru 6800 pe un sistem DEC PDP11, sau pe FELIX C 256 pentru FELIX M 18 (INTEL 8080).

— Dezasamblor (efectuează operațiunea inversă asamblării; textul-sursă este convertit într-un listing de program cu mnemonice).

— Compilatoare (textul-sursă scris într-un limbaj de nivel înalt este tradus în codul-mașină).

— Monitor — denumit și supervisor sau executor, permite beneficiarului să comunice cu resursele soft și hard ale sistemului de la un terminal. Alocă aceste resurse cu maximă eficiență și diferă ca dimensiuni de la versiuni pentru terminal simplu de tip TTY, pînă la sisteme complexe multiutilizator, multitasking sau de timp real.

— Drivere de I/E (comandă transferul de informație între calculator și periferie).

— Programe de gestiune a datelor (permit sistemului să identifice și să organizeze blocuri individuale de date în memorie. Există puține sisteme înzestrate cu această facilități. În

absența ei, utilizatorul este nevoit să-și gestioneze singur spațiul de memorie).

— Programe de depanare (debugging aids), existente în prezent sub forma de monitor sînt folosite pentru scrierea de programe în cod mașină și au trăsături ce permit detectarea erorilor din programe.

— Programe de simulare (ajută la evaluarea performanțelor MP prin simularea operării lor pe un alt sistem. În acest fel pot fi evaluate performanțele unui MP înaintea implementării fizice.

Un sistem de operare (SO) care reunește o parte din programele descrise mai sus (și foarte la modă în momentul de față — la tîrgul de informatică SICOB 81, Paris, 2/3 din micro-sistemele prezentate utilizau acest sistem) este CP/M — Control Program for Microprocessors — destinat microsistemelor înzestrate cu unități de disc flexibil ca suport de memorie secundară (produs de Digital Research).

Concepția sa modulară îi permite să fie adaptat la orice mașină realizată cu 8080 sau Z 80, cu condiția modificării unor rutine direct de-

pendente de hard, iar cu 6502 prin intermediul unei plachete de adaptare (SOFTCARD Z 80).

CP/M este compus din patru părți distincte :

— BIOS : Basic I/O (sistem de gestiune a I/E);

— BDOS : Basic Disk Operating System (SO rezident pe disc);

— CCP : Console Command Processor (interfața între consola operator și sistem);

— TPA : Transient Program Area (zona de memorie în care sînt încărcate și executate programe de sistem nerezidente ca editoare, asamblatoare, programe utilizator).

În rezumat, CP/M este un sistem fiabil și performant care există pe un număr important de microsisteme. Totuși necesită o configurație fizică importantă : 48 ko memorie și două unități de disc flexibil, pentru exploatarea optimă a performanțelor sale.

RIO este un sistem de operare realizat de firma ZILOG pentru sistemele din gama ZDS 1, echipate cu Z 80. Posedă module relocatabile și gestionarea I/E, și este compus din :

— Monitor — acesta realizează operații pe unități logice pentru diverse programe care

Tabelul 4

Sistem	UCP		SOFT	Observații
	Microprocesor	Memorie		
ABC 24 (AL ELECTRO-NIX)	Z 80 A	64 k0 EXTENSIB. PÎNĂ LA 1024 k0	— BASIC DOSKET — FORTRAN IV — PASCAL, COBOL, APL — PL/1, LISP — WORDSTAR-TRAT. — TEXTE — DATASTAR-GEST — FISIERE	SO MP/M (multipost) COMPATIBIL MAG. IEEE-488
APPLE II (ACI)	6502	16—48 k0	— BASIC INTEGER — BASIC APPLE SOFT — PASCAL-UCSD, PILOT — CP/M cu BASIC — FORTRAN, ASAM BLOR — FORTH	VISICALC (gestiune) ECONOSIS (calcul finan- ciar, stud. pieței ana- liza datelor)
GOUPIL	6800	48 k0	— BASIC (interpr.) — BASIC (compil.) — PASCAL (LUCIDATA) — FORTRAN	orientat pe probleme de teleprelucrare
PCC 1000 PCC 2000 (PERTEC)	8085	64 k0	— MBASIC (interpr.) — CBASIC (compil.) — FORTRAN, COBOL	SO CP/M WORDSTAR (tratare texte)
TKL 8000 (ALTOS)	Z 80 A	64 k0	— MBASIC (interpr.) — BASCOM-80 (comp.) — COBOL-80 (ANSI 74) — FORTRAN-80 (ANSI 66) — PASCAL-UCSD, — PASCAL-Z — APL Z 80 (VANGUARD)	SO CP/M WORDSTAR DATASTAR sistem multipost)
FELIX M 118 (ICE)	8080 A	64 k0 256 k0	— FORTRAN IV (ANSI 66) — COBOL (ANSI 73) — PL/M, ASAMBLOR MAC 18 — PASCAL ISO WIRTH	posib. grafice speciale versiune multipost pt. 4 utilizatori *64 k0 memorie

lucrează cu echipamente periferice; comenzile pentru *SO* pot fi generate de la consolă sau de către un program în execuție; utilizatorul poate defini un număr nelimitat de comenzi pentru sistem; secvențele de comenzi pot fi înregistrate în fișiere și executate în grup.

— *Asamblor* — înzestrat cu formate de cod obiect absolut sau relocabil; poate efectua referiri la simboluri externe; definiții de simboluri globale; macrodefiniții și asamblare condiționată; tabelele de simboluri paginate permit asamblarea unor programe de dimensiuni arbitrare; directive ce permit ca fișiere auxiliare să fie atașate programului sursă la momentul asamblării.

— *Editor de legături* — asignează adrese absolute modulelor de program; rezolvă referințe externe; permite compactizarea zonelor de memorie neutilizată;

— *Editor de texte* — spațiul de lucru paginat permite editarea de fișiere de orice dimensiune; toate operațiunile de editare pentru localizarea și modificarea de linii sursă dintr-un fișier se bazează pe operațiuni în bloc cu șiruri de caractere, datorită grupului de instrucțiuni pe care le deține în acest scop MP Z 80; accesul la alte fișiere în timpul sesiunii de editare.

— *ZDOSII* — pachet de programe pentru lucrul cu fișiere-disc alocă automat spațiul de pe disc în funcție de cereri; permite accesul secvențial în fișiere sau acces direct la orice adresă-disc.

Pe plan național, efortul de cercetare în domeniul *SO* pentru MP s-a materializat prin SFDX 18, care echipează configurațiile FELIX M 18/118. Maniera în care a fost proiectat permite:

- controlul permanent al stării sistemului;
- gestionarea resurselor *I/E*;

- mod de lucru elastic cu fișiere;
- spațiu de memorie ocupat de numai 20 ko etc.

În ceea ce privește sistemele de timp real, a fost realizat sistemul RTX-18 care pune la dispoziția utilizatorului un nucleu de *SO* și un număr de module standard ce pot fi grefate pe acest nucleu, ele fiind completate cu un număr redus de module strict specifice aplicației, module pe care le scrie utilizatorul înainte de generarea sistemului (vezi [4]).

S-au conceput de asemenea produse program pentru: prelucrarea complexă a șirurilor de caractere — *TRAC*; pregătirea simulării analogice și numerice a sistemelor continue; simularea numerică a sistemelor continue pornind de la o descriere de tip schema bloc a sistemului de simulat — *CSMP* — ([4]).

În final, au fost concentrate în tabelul 4 performanțele soft ale citorva microsisteme echipate cu o parte din MP ce au constituit obiectul prezentului articol.

Bibliografie

- [1] *Dancea, I.* Microprocesoare, arhitectură și aplicații. București, Editura tehnică, 1979.
- [2] *Petrescu, A.* și colectiv. Felix M 18, Manual de utilizare, I.P.B., 1979.
- [3] *Hill și Peterson.* Sisteme numerice, hardware și organizare. Editura tehnică, 1980.
- [4] *** Simpozionul de microprocesoare, microcalculatoare și aplicații, I.P.B., 1981.
- [5] *** ZILOG Data Book, 1979.
- [6] *** MOSTEK Microcomputer Handbook, 1979.
- [7] *** MCS 85 User's Manual, INTEL 1979.
- [8] *** Microsystems Nr. 11—20, 1980—1981.
- [9] *** Small Computer Systems Handbook—Sol Libes, Hayden, 1978.
- [10] *** Basic Microprocessors and Motorola 6800—Ron Bishop, Hayden, 1979.
- [11] *** The CP/M Handbook With M/PM—Rodnay Zaks, Sybex, 1980.

CRONICA

DOUĂ DECENII DE LA APARIȚIA CĂRȚII „PROCESE ELECTRONICE ÎN DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE CIRCUIT”

În anul 1982 se împlinesc două decenii de la apariția în Editura Academiei R.S.R. a cărții „Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit” de Mihai Drăgănescu.

Această lucrare, prima monografie științifică românească dedicată dispozitivelor semiconductoare a fost distinsă cu Premiul de Stat. Lucrarea a apărut curînd după înființarea industriei românești de dispozitive semiconductoare. Pentru toți cei care au lucrat și s-au format în acest domeniu în anii care au trecut, cartea profesorului Mihai Drăgănescu de la Institutul politehnic din București a fost și rămîne și astăzi o lucrare de referință.

Cartea „Procese electronice ...” reprezintă o sinteză timpurie a cercetărilor privind modelarea pe baze fizice a comportării dispozitivelor semiconductoare în circuite electronice. Inventatorii tranzistorului l-au utilizat imediat ca dispozitiv de amplificare (în anul 1948), iar teoria funcționării a urmat curînd (Shockley, 1949). Deceniul următor a cunoscut însă un intens efort de aprofundare a fenomenelor din joncțiunile pn și tranzistoare, în paralel cu perfecționarea construcției acestora. Elaborată la începutul anilor '60, înaintea apariției unor sinteze similare de largă circulație internațională, lucrarea prof. Mihai Drăgănescu include deja teorii și modele evolute care sînt utile și astăzi (ecuațiile Ebers-Moll, circuitul echivalent natural Giacoletto, modelul de control prin sarcină a lui Beaufoy și Sparkes). Cartea prezintă, de asemenea, fenomene de suprafață, generarea și recombinarea în regiunile de sarcină spațială, multiplicarea în avalanșă a purtătorilor de sarcină — fenomene care au fost și rămîn de mare interes pentru înțelegerea funcționării dispozitivelor semiconductoare.

Importantă este după părerea noastră profilarea clară a lucrării: ocupîndu-se de modelarea pe baze fizice a comportării în circuit, cartea profesorului Mihai Drăgănescu acoperă o latură distinctă a pregătirii fundamentale a unui nou tip de specialist — inginerul de dispozitive electronice așa cum îl cunoaștem noi astăzi, într-o perioadă de plin avînt al microelectronicii.

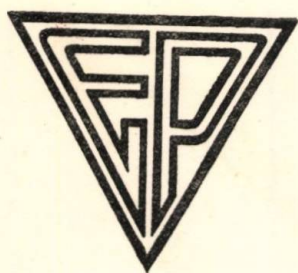
Caracterul original al acestei monografii științifice rezultă și din prezentarea unor rezultate obținute de autor. Astfel, pornind de la lucră-

rile lui Matz (1959), profesorul Mihai Drăgănescu elaborează o întreagă teorie a tranzistorului la nivele mari de injecție, incluzînd și regimul variabil la semnale mici, luînd în considerație efectele de suprafață și explicînd rezultate experimentale.

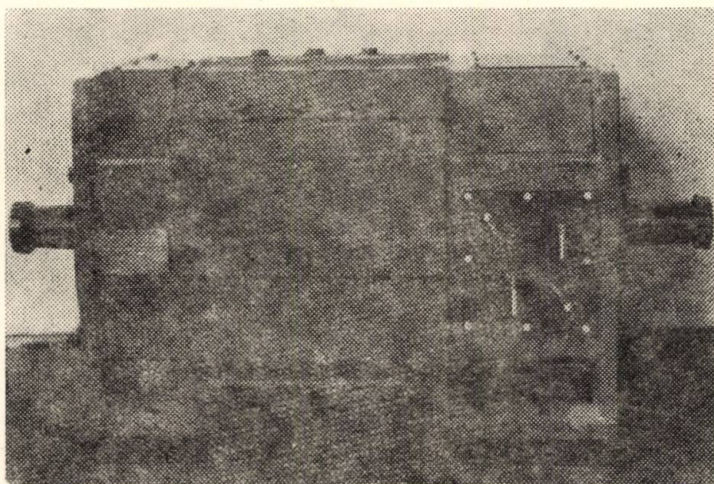
Pentru teoria dispozitivelor electronice, în general, lucrarea „Procese electronice ...” reprezintă un adevărat model. Ea oferă metode de studiu pentru probleme specifice legate de funcționarea dispozitivelor semiconductoare (răspunsul la semnale mici și modelarea cu circuit echivalent de pildă). O trăsătură caracteristică este îmbinarea între investigarea matematică (care duce atît la generalizări, cît și la explorarea utilității unor cazuri particulare) cu pătrunderea, înțelegerea mai adîncă a semnificației fizice a unor fenomene. Dintre contribuțiile prof. Mihai Drăgănescu mai menționăm extinderea utilizării metodei de calcul la semnale mici în studiul răspunsului la înaltă frecvență (cu luarea în considerație a curentului de deplasare), metoda circuitului echivalent „de detaliu” care pune în evidență efectul unor procese interne asupra funcționării în circuit, generalizarea conceptului de control prin sarcină (a se vedea „Electronica corpului solid” de același autor).

Metodele și modelele propuse de prof. M. Drăgănescu au fost utilizate de alți cercetători români în diverse investigații (în special în teoria tranzistorului și în teoria dispozitivelor unipolare la înaltă frecvență). Astăzi, la douăzeci de ani de la apariție, cartea „Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit” ne apare ca un veritabil act de naștere a școlii românești de dispozitive semiconductoare. În mod firesc, această școală își are originea în Institutul politehnic-București, la Catedra de dispozitive, circuite și aparate electronice condusă de prof. dr. doc. ing. Mihai Drăgănescu, membru corespondent al Academiei R.S.R. Această catedră, în permanentă colaborare cu producția și cercetarea de componente, își aduce contribuția la dezvoltarea domeniului nu numai prin inginerii și doctoranzii pe care îi formează ci și prin introducerea în producție a unor noi dispozitive electronice și circuite integrate.

Conf. dr. ing. D. Dascălu



Mașinile electrice rotative executate la Întreprinderea „ELECTROPUTERE” Craiova, pe baza concepției Centrului de cercetare științifică și inginerie tehnologică „Electroputere”, răspund solicitărilor diversificate privind dotarea acționărilor electrice. Întreprinderea livrează o gamă mare de mașini electrice rotative cu puteri de 45—2 500 kW și turații de 300—3 000 rot/min.



1. Motoare asincrone de înaltă tensiune de uz general în construcție, închisă și protejată.

2. Motoare asincrone de înaltă tensiune cu utilizare determinată :

- motoare închise și protejate cu rotor în scurtcircuit în protecție antiexplozivă și siguranță mărită;
- motoare în construcție antiexplozivă cu capaculare antideflagrantă;

- motoare asincrone cu rotor în scurtcircuit pt. pompe verticale;

- motoare asincrone pt. centrale termoelectrice;
- motoare asincrone pentru industria cimentului.

3. Motoare asincrone de joasă tensiune:

- motoare pentru acționarea laminoarelor;
- motoare pt. acționarea instalațiilor de ridicat și transportat;

- motoare pt. excavator;

- motoare pt. funcționare în mediu cu pericol de explozie;

- motoare pt. centrale termoelectrice;

- motoare pt. acționarea centrifugelor;

- motoare pt. compresoare cu cilindri opuși.

4. Motoare și generatoare sincrone:

- generatoare sincrone trifazate protejate, de joasă tensiune, în construcție naval-maritimă;

- generatoare sincrone de joasă tensiune pt. grupuri electrogene;

- motoare sincrone trifazate pt. compresoare;

- generatoare pt. tracțiune la curent alternativ.

5. Motoare și generatoare de curent continuu.

- motoare de curent continuu pt. acționări în industria metalurgică;

- motoare de tracțiune în c.c. cu colector;

- generatoare de tracțiune de c.c.;

- motoare electrice de c.c. pt. foraj 400 — 850 kW;

- generatoare electrice de c.c. pt. foraj.

Pentru alegerea, comanda, precizarea caracteristicilor, obținerea literaturii de prezentare și a celei de însoțire a unui produs, se pot obține informațiile corespunzătoare de la :



— IEPIC — Întreprinderea „Electroputere” Craiova

— CCSIT-EP — Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică Electroputere.

Calea București nr. 144, cod 1100 Craiova Jud. Dolj.



electroexportimport



electroexportimport

1983 APR 2 1

For more technical-commercial
information, please contact our specialists
ELECTROEXPORTIMPORT
133, Calea Victoriei
Bucharest — Romania
Phone 50 28 70
Telex 11388

Offers its foreign partners a wide range of high-quality electrotechnical products :

- power and voltage transformers up to 400 kV, and distribution transformers ;
- high-voltage apparatus up to 400 kV,
- alternative and continuous current motors, special and micro-motors ;
- power, telephone, signalling and winding electric cables and mains ;
- electric insulation materials ;
- accumulators, electric piles and batteries ;
- generating sets, welding converters powered by electric motors or heat engines ; apparatus for oxyacetylene welding ;
- elevators for persons and goods ;
- low-voltage apparatus and material for electric installations ;
- electro-magnetic recording cassettes ;
- lamp fittings for inside, outside and public lighting ;
- incandescent, fluorescent, mercury vapour lamps, normal, special, car lamps, etc.
- household electric appliances (refrigerators, washing machines, vacuum cleaners, electric heater oil heaters, coffee-mills, hair driers, etc.) ;
- electric handtools ;
- assembly lines for electrotechnical items.
- licenses, Romanian patents, trademarks, surveys, designs, know-how, engineering, technology, assembly, technical assistance, personnel training and services in the field of electrotechnical industry.